

vademecum **T E C H N I K I**

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

audio **video**

gramofony
magnetofony
tunery cyfrowe

**VADEMECUM TECHNIKI AUDIO-VIDEO UKAZAŁO SIĘ
W OŚMIU ZESZYTACH:**

1. Ewolucja odbiorników telewizyjnych
2. Telewizja wysokiej jakości
3. Magnetowidy, kamwidy, dyskowidy
4. Tekst i grafika na ekranie
5. Urządzenia hi-fi
6. Zapisywanie i odtwarzanie dźwięku
7. Gramofony, magnetofony, tunery cyfrowe
8. Komunikacja i nawigacja samochodowa

vademecum
T E C H N I K I

audio
video

PRACA ZBIOROWA

gramofony,
magnetofony,
tunery cyfrowe



WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE, WARSZAWA

Autorzy

*Jerzy Auerbach, Daniel Józef Bem,
Antoni Konikowski, Jerzy Mielcarek,
Andrzej M. Sosnowski, Wojciech Wojna*

Koordynator

Jerzy Auerbach

Opiniodawcy

Daniel Józef Bem, Donat Zatoński

Redaktor

Zofia Dackiewicz

621.39:621.38

Książka jest zbiorem artykułów poświęconych problematyce elektroniki powszechnego użytku. W kolejnych zeszytach omówiono odbiór i projekcję sygnału telewizyjnego, udoskonalenia w odbiorze sygnału telewizyjnego, zapisywanie i odbieranie obrazu, tekst i grafikę na ekranie, odbiór i kształtowanie sygnału fonicznego, technikę cyfrową w sprzęcie powszechnego użytku, systemy radiokomunikacyjne powszechnego użytku oraz zagadnienia związane z niezawodnością, technologią montażu i źródłami prądu. Książka jest przeznaczona dla szerokiego kręgu Czytelników interesujących się elektroniką powszechnego użytku.

Okładkę i strony tytułowe projektowała
Wiesława Cichońska-Gębka

Opracowanie typograficzne
Anna Markowska

© Copyright
by Wydawnictwa Naukowo-Techniczne,
Warszawa 1991

All rights reserved
Printed in Poland

ISBN 83-204-1124-6 całość
ISBN 83-204-1425-3 zeszyt 7

Spis treści

Przedmowa — Jerzy Auerbach	7
1. Cyfryzacja dźwięku — Daniel Józef Bem	15
Krótka historia. Kodowanie źródłowe. Parametry sygnału cyfrowego. Kompandorowanie. Wpływ błędów transmisji cyfrowej na jakość sygnału fonicznego. Kody nadmiarowe. Kody cykliczne. Korekcja błędów seryjnych. Kodowanie kanałowe. Zwielokrotnianie	
2. Dyskofon CD — Jerzy Auerbach	33
Krótka historia. Zasada działania systemu CD. Fonodysk. Zapis sygnału cyfrowego na dysku. Kodowanie sygnału fonicznego. Sygnał identyfikacji. Struktura ramki sygnału cyfrowego. Odczyt laserowy. Sterowanie ruchu plamki wybierającej. Dekoder. Obsługa dyskofonu. Rozwój systemu. Podstawowe właściwości systemu CD	
3. Magnetofon cyfrowy — Antoni Konikowski	45
Krótka historia. Zasada działania. Magnetofon cyfrowy o zapisie pośrednim. Magnetofon cyfrowy o zapisie bezpośrednim	
4. Satelitarny cyfrowy odbiornik radiofoniczny — Daniel Józef Bem	49
Ustalenia międzynarodowe. Rodzaj modulacji stosowanej w radiofonii satelitarnej. Parametry sygnału cyfrowego. Schemat blokowy odbiornika. Podstawowe parametry satelitarnego cyfrowego odbiornika radiofonicznego	
5. Mikroprocesor w magnetofonie — Jerzy Mielcarek, Wojciech Wojna	53
Zalety sterowania mikroprocesorowego. Sterowanie parametrów zapisu. Regulacja skosu głowicy	
6. Programator systemu audiowizualnego — Andrzej M. Sosnowski	57
Krótka historia. Charakterystyka techniczna typowych programatorów. Ocena właściwości użytkowych	
Skorowidz	61

Przedmowa

Niezależnie od tego, jakim celom elektronika służy — profesjonalnym czy domowym — jej układy, podzespoły i prawa nią rządzące są takie same. Poznając tajniki elektroniki powszechnego użytku, możemy łatwiej zrozumieć zasady, na których opiera się wspomaganie elektroniczne w innych dziedzinach nauki i techniki. W tym celu oddajemy w ręce Czytelników *Vademecum współczesnej techniki Audio-Video* obejmujące tę część elektroniki, na którą składają się urządzenia przeznaczone do indywidualnego użytkowania, najogólniej nazywaną elektroniką powszechnego użytku. Przyswajając sobie wiedzę o elektronice, bardziej świadomie bierzemy udział w ewolucji współczesnej techniki. Zawsze chętniej słuchamy objaśnień, bardziej interesujemy się czy nawet pasjonujemy sposobem działania urządzenia, które użytkujemy bezpośrednio lub możemy użytkować, aniżeli zgłębiamy tajemnice abstrakcyjnej, bo niedostępnej, techniki profesjonalnej, która nie jest nam w danej chwili bliska.

Najłatwiej uczymy się bawiąc, ale byłoby przesadą nazywać zabawą poznawanie elektroniki na podstawie tej książki. *Vademecum współczesnej techniki Audio-Video* jest przeznaczone dla Czytelników, którzy nie zajmują się elektroniką zawodowo. Przy jego opracowywaniu przyjęto założenie, że poziom ich wiedzy z zakresu fizyki i techniki odpowiada programowi nauczania w szkole średniej ogólnokształcącej. Od czytelników, którzy dawno nie posługiwali się wyniesionymi ze szkoły wiadomościami, zrozumienie niektórych pojęć będzie — być może — wymagało nieco więcej wysiłku. *Vademecum* zawiera artykuły monotematyczne, ujmujące zagadnienie leksykograficznie. Sądzimy, że jest to forma korzystniejsza w tego typu opracowaniu: całościowe ujęcie problemu jest zwykle bardziej cenione przez nieprofesjonalistów. Przyjęta forma nie wyklucza szybkiego dostępu do poszukiwanej informacji, związanej z konkretnym pojęciem. Temu celowi służy skorowidz, zamieszczony na końcu książki, z odnośnikami do poszczególnych artykułów. Prawie każdy artykuł zawiera krótki wstęp stanowiący streszczenie omawianego hasła głównego.

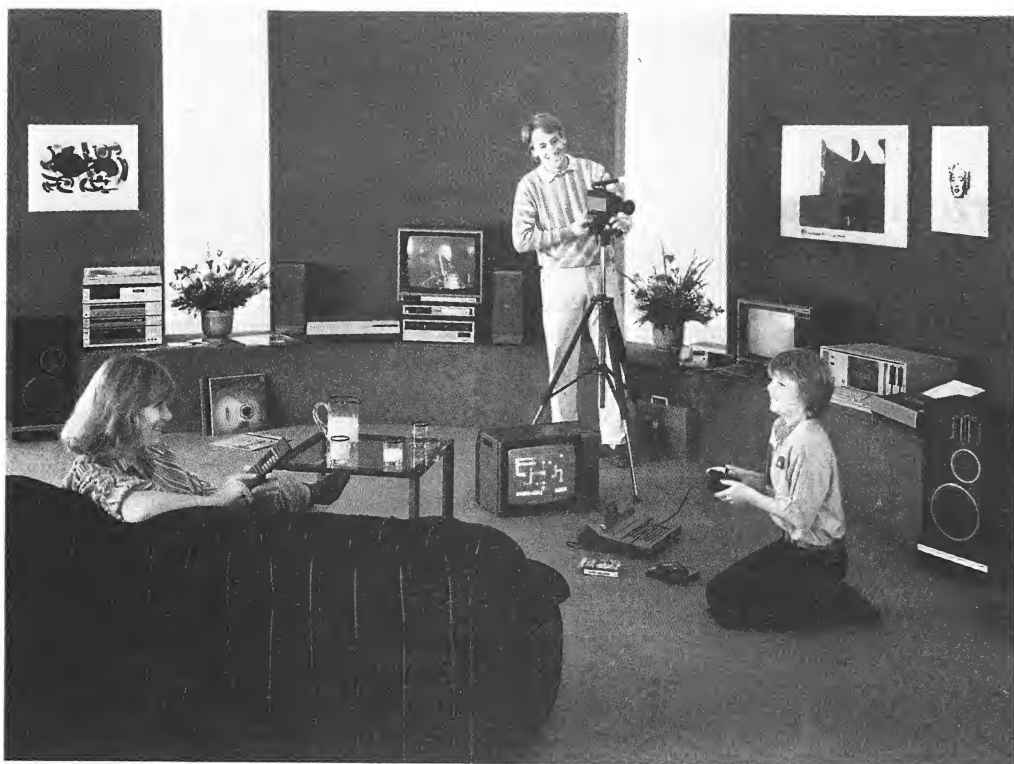
*

*

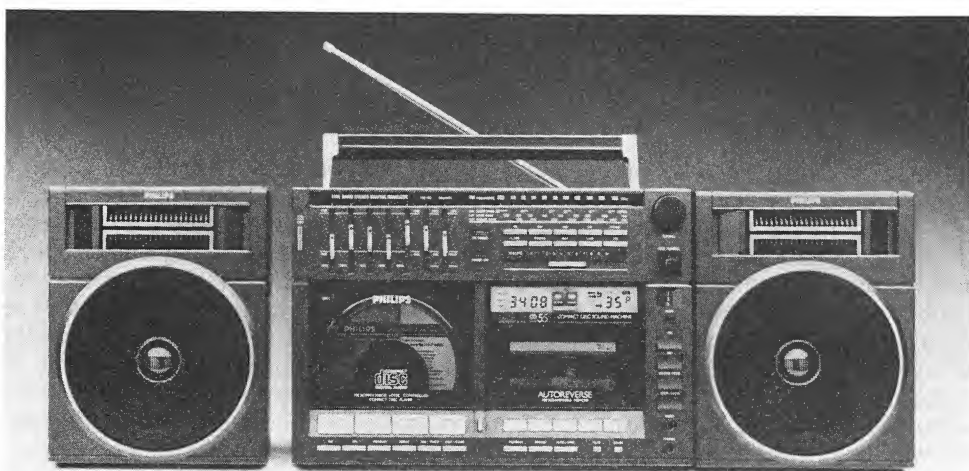
*

Urządzenia elektroniki powszechnego użytku będą coraz bardziej wypełniać otoczenie współczesnego człowieka. Na rysunku 1 pokazano, jak wyglądałoby mieszkanie, w którym zgromadzono wszystkie rodzaje sprzętu audiowizualnego typu domowego, znajdujące się w produkcji w 1986 r. A przecież zabrakło tu urządzeń używanych poza domem, m.in. zestawu przewoźnego hi-fi typu Sound Machine (rys. 2) oraz przenośnych urządzeń miniaturowych tj. produktów pochodzących z dwóch grup, które ze względu na swoje właściwości eksploatacyjne i specyfikę zastosowanej techniki zaznaczyły swoją odrębność. Brak ponadto w tym zbiorze sprzętu instalowanego w samochodzie: odbiornika radiowego z odtwarzaczem kasetowym, radiotelefonu komórkowego do łączności telefonicznej drogą radiową z abonentami sieci publicznej, jak również pokładowego systemu nawigacji drogowej, jaki wkrótce zapewne wejdzie do eksploatacji.

Ale elektronika powszechnego użytku to nie tylko zbiór coraz większej liczby urządzeń o coraz liczniejszych funkcjach. Jest to obecnie dziedzina, która znajduje się w zupełnie



1. Sprzęt audiowizualny używany w domu



2. Zestaw przewoźny hi-fi typu Sound Machine

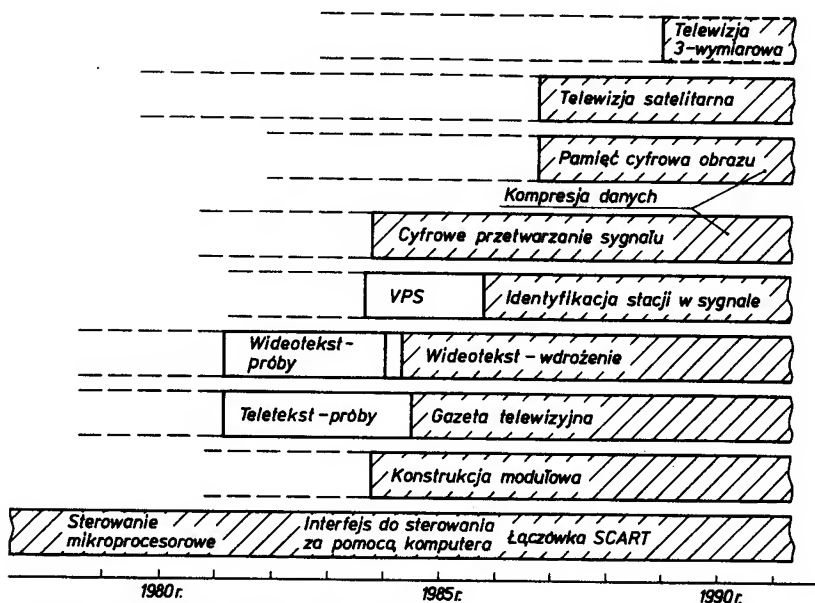
nowej fazie rozwoju, predestynującego ją do odegrania w najbliższej przyszłości o wiele ważniejszej roli w całej elektronice niż dotychczas. Dążenia do polepszania jakości i obniżenia kosztów produkcji, te klasyczne siły napędowe każdego rozwoju technicznego, zyskały ostatnio, w odniesieniu do urządzeń telewizyjnych i elektroakustycznych, znakomitego sojusznika w postaci techniki cyfrowej. Jest to technika nowa koncepcyjnie i nieporównywalna z innowacjami poprzednich lat. Wprowadzenie jej do sprzętu powszechnego użytku zaowocuje skutkami różniącymi się w zasadniczy sposób od efektów dotychczasowych ulepszeń w urządzeniach analogowych. Polegały one ostatnio na nieproporcjonalnie małym polepszeniu jakości w stosunku do włożonej pracy. Technika cyfrowa powoduje powstanie zupełnie nowej generacji urządzeń. To dzięki niej w telewizji będzie można używać obraz na ekranie nie gorszy niż obraz filmowy (standardu 35 mm), a ze sprzętu elektroakustycznego uczynić źródło dźwięku nie różniące się od źródła naturalnego.

Technika cyfrowa wspomaga radykalnie ewolucję, jaką przechodzi już od pewnego czasu technika telewizyjna. Przed kilku laty wprowadzono mikroprocesorowe układy do sterowania wybranych cech odbiornika i do optymalnego dostrojenia tunera do wybranego kanału. W rozwiązaniach konstrukcyjnych najnowszych modeli mikroprocesory wprowadzono również do kontroli parametrów użytkowych. Wdraża się coraz bardziej scalone układy w poszczególnych stopniach odbiornika, co zmniejsza znacznie pobór mocy i prowadzi do budowy odbiorników niemal niezawodnych. Obecnie pojawiają się w zaskakującym tempie inicjatywy producentów wzbogacające odbiornik w nowe funkcje i polepszające do granic doskonałości jakość obrazu i dźwięku. Należą do nich:

- teletekst i wideotekst;
- odbiór stereofoniczny lub dwóch niezależnych dźwięków;
- system automatycznego, zsynchronizowanego z wybraną pozycją programu, włączania magnetowidu (VPS);
- zastosowanie pamięci do eliminacji migotania powierzchni i krawędzi w obrazie;
- cyfryzacja sygnału wizyjnego poprawiająca ostrość obrazu i likwidująca szумы i odbicia;
- odbiór satelitarny z zupełnie nowym sposobem kodowania informacji o sygnałach wizyjnym i fonicznym;
- telewizja o bardzo dużej rozdzielczości (obraz porównywalny z filmowym);
- telewizja trójwymiarowa, wieńcząca prawdopodobnie przemianę, jakich można się spodziewać w technice telewizyjnej w tym stuleciu.

Część z tych innowacji znajduje się już w stadium produkcyjnym, inne są tak daleko zaawansowane, że można z dużym prawdopodobieństwem przewidzieć terminy ich realizacji (rys. 3).

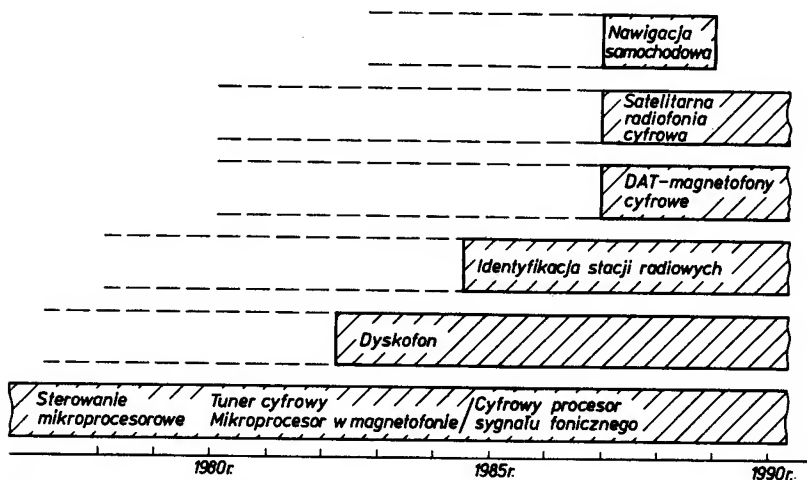
Również sprzęt elektroakustyczny stoi — przede wszystkim dzięki technice cyfrowej — u progu wielkich przemian. Rozpoczęły się one od wprowadzenia na rynek w 1983 r. gramofonu cyfrowego CD (*dyskofonu*) — urządzenia, które umożliwiło wierne odtwarzanie zarejestrowanego dźwięku o jakości nieosiągalnej za pomocą technik analogowych. Zaakceptowanie przez użytkowników dyskofonu stało się bodźcem do pracy nad wprowadzeniem techniki cyfrowej do radiofonii, która z założenia — jako środek masowego przekazu — powinna umożliwić jak najszersze korzystanie z tej wspaniałej innowacji. W stadium badań i eksploatacji eksperymentalnej znajdują się dwa systemy radiofonii cyfrowej: satelitarny oraz naziemny, wykorzystujący pasmo fal ultrakrótkich w istniejących sieciach. Radiofonia cyfrowa będzie miała liczne interesujące zastosowania. Umożliwi znakomite usprawnienie ruchu drogowego dzięki przesyłaniu w sygnale podstawowym informacji dodatkowych, bez obawy o jego zniekształcenie, jakie pojawia się w systemach obecnych typu ARI. Radiofonia cyfrowa jako ogólnie dostępne źródło sygnału fonicznego o bardzo dobrej jakości będzie



3. Innowacje w zakresie techniki elektroakustycznej

również stanowić impuls do powszechnego korzystania z magnetofonu cyfrowego. Magnetofony cyfrowe, z chwilą gdy będą produkowane wielkoseryjnie, staną się na tyle tanie, że będą mogły być stosowane jako pamięć masowa w samochodowych systemach nawigacyjnych, służąc do przechowywania cyfrowej mapy dróg i ulic miasta. Będzie można wówczas mówić o rozpowszechnianiu, a, nawet o rozkwicie nawigacji drogowej.

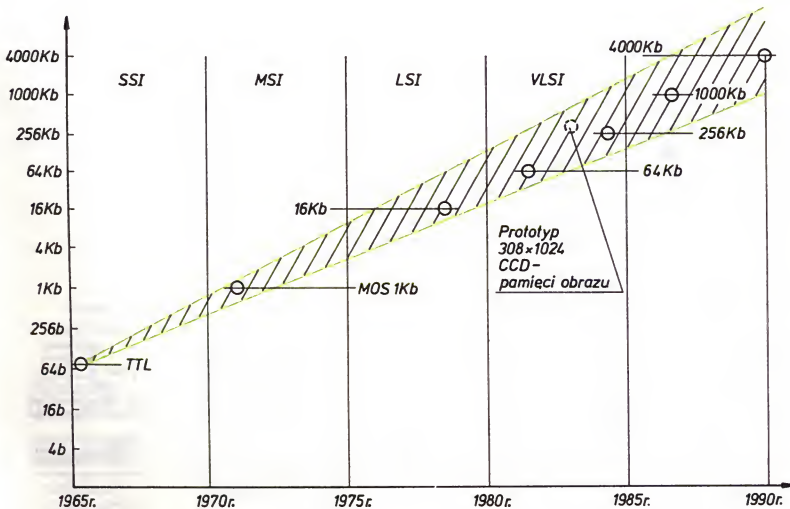
Dzisiejsze zaawansowanie prac konstrukcyjnych nad wspomnianymi urządzeniami umożliwia określenie terminów ich wdrożenia do produkcji na połowę lat dziewięćdziesiątych (rys. 4).



4. Innowacje w zakresie techniki elektroakustycznej

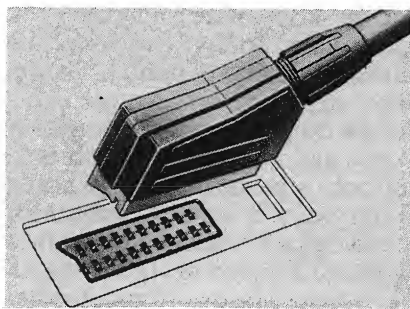
Tej ewolucji jakościowej towarzyszą duże zmiany w konstrukcji urządzeń. W elektronice domowej są stosowane na coraz większą skalę, porównywalną z tym samym zjawiskiem w technice sprzętu profesjonalnego, układy o bardzo dużym stopniu scalenia. Rozwój elektroniki powszechnego użytku został sprzężony z postępowaniem rozwoju mikroelektroniki. Produkcja układów do przetwarzania sygnałów cyfrowych w dyskofonie, pamięci do likwidacji zjawiska migotania w obrazie, dekodera D2-MAC, konwetera mikrofalowego pracującego w pasmie 12 GHz, a nawet współczesnej głowicy odbiornika telewizyjnego, pokrywającej zakres wszystkich kanałów, jest nie do pomyślenia bez opanowania technologii wytwarzania układów o bardzo dużym stopniu scalenia. Między elektroniką powszechnego użytku a mikroelektroniką pojawia się interesujące wzajemne oddziaływanie. Masowość zapotrzebowania na najbardziej technologicznie zaawansowane układy scalone sprawia, że elektronika powszechnego użytku staje się najbardziej znaczącym odbiorcą nowoczesnej mikroelektroniki i ekonomicznym sponsorem jej dalszego rozwoju. Do niedawna elektronika profesjonalna i domowa kroczyły oddzielnymi drogami, a co najwyżej ta druga korzystała z niektórych rozwiązań pierwszej. Obecnie te drogi się schodzą, a zbieżność zapotrzebowania na nowe technologie mikroelektroniki czyni z elektroniki powszechnego użytku prekursora przecierającego innym działom techniki drogę do taniej mikroelektroniki.

Zbieżność między prognozami dotyczącymi innowacji w urządzeniach audiowizualnych (rys. 3 i 4) oraz terminami opanowania produkcji coraz bardziej złożonych układów mikroelektronicznych (rys. 5) dobrze ilustruje tę wzajemną zależność.



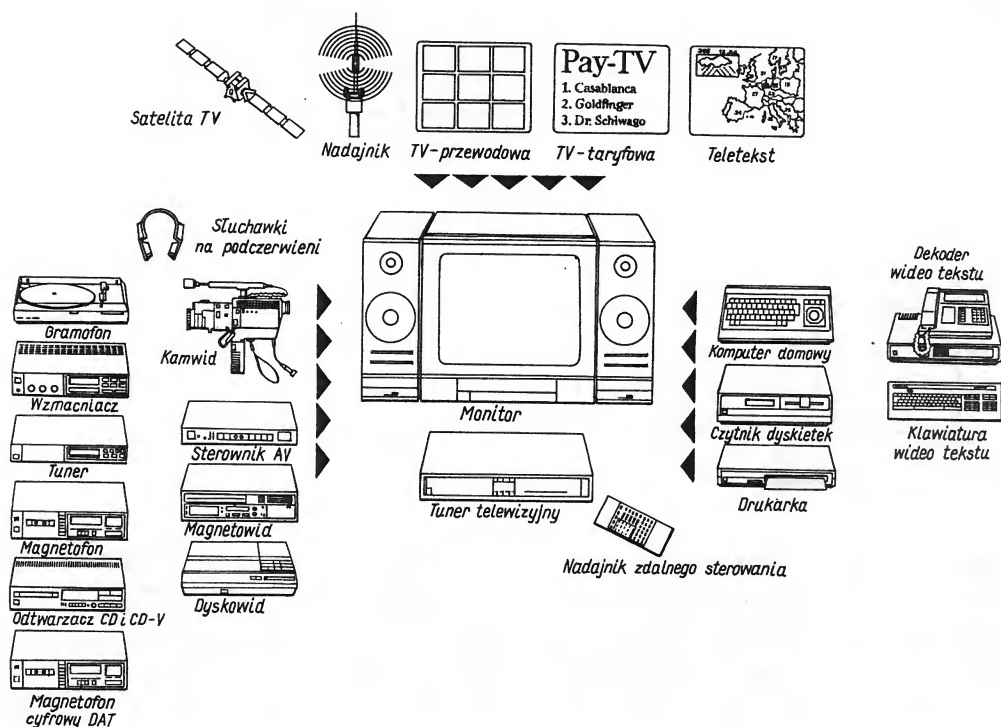
5. Rozwój pamięci o dużej pojemności

Częste innowacje techniczne w wyrobach produkowanych wielkoseryjnie tylko wówczas są użyteczne praktycznie, gdy nowe koncepcje są zgodnie z już upowszechnionymi w eksploatacji. Wynalazek, nawet bardzo pomysłowy, jeśli zmusza do wprowadzenia kosztownej infrastruktury i rezygnacji z dotychczasowej, nie ma szans trafić szybko na taśmę produkcyjną. Dlatego nowe standardy telewizji kolorowej opracowano w ten sposób, aby umożliwiały również odbiór obrazu za pomocą odbiorników czarno-białych. Również tymi względami kierowali się europejscy twórcy standardu D2-MAC dostosowując go do istniejącej struktury obrazu. Podobnie przy



6. Łączówka SCART (Euroconnector)

ewolucji konstrukcyjnej sprzętu przyjęto koncepcję ułatwiającą korzystanie z najnowszych osiągnięć techniki bez potrzeby natychmiastowej wymiany całego dotychczas eksploatowanego zestawu urządzeń. Wyrazem tego są systemy audiowizualne, które składają się z wielu samodzielnych konstrukcyjnie, łatwo wymiennych elementów. Charakteryzują się one zunifikowanymi parametrami wejść i wyjść, co umożliwia ich połączenie bez trudu w harmonijnie współpracującą całość. Nie do przecenienia jest w tym systemie rola pozornie nieistotnego złącza o nazwie SCART (rys. 6), którego rozpowszechnienie jako zunifikowanego elementu zagwarantowało nieskomplikowane i prawidłowe zarazem powiązanie wszystkich ogniw części wizualnej systemu (rys. 7).



7. System audiowizualny

Przedstawiony zarys ewolucyjny ma swoje odbicie w koncepcji podziału *Vademecum* na poszczególne rozdziały i hasła. Cała problematyka stanowiąca jego treść została podzielona w ten sposób, aby wyodrębnić w postaci oddzielnych zeszytów-rozdziałów zagadnienia związane z poszczególnymi najnowszymi technikami.

Również wzajemne proporcje między poszczególnymi rozdziałami i hasłami zostały ustalone zgodnie z tą zasadą. Poświęcono więcej miejsca innowacjom niż informacjom podstawowym, znanym na ogół z innych książek i podręczników.

Przy pisaniu książki o współczesnej elektronice autorzy polscy stają przed dylematem terminologicznym. Jakim nazwom dać prawo obywatelstwa? Wprowadzanie do języka nowych słów nie odbywa się w sposób równie uporządkowany jak przyswajanie wiedzy o najnowszej technice elektronicznej. Nie tylko tworzy się na użytek profesji nowotwory językowe, które drażnią filologów, lecz niekiedy wprowadza się różne terminy na oznaczenie tego samego pojęcia. Sama nazwa „elektroniczny sprzęt powszechnego użytku” budzi sprzeciw u niektórych pedantów. Uporządkowanie terminologii polskiej w zakresie elektroniki, której stan przypomina stajnię Augiasza, czeka jeszcze na swego Herkulesa. Przeprowadzenie tego procesu nie było absolutnie możliwe w ramach prac nad niniejszą książką. Staraliśmy się natomiast, aby używane terminy były jednoznaczne i nie prowadziły do nieporozumień. Dążenie do przybliżenia Czytelnikowi z możliwie najmniejszym opóźnieniem współczesnych osiągnięć techniki elektronicznego sprzętu powszechnego użytku wpłynęło również na organizację przygotowania książki. Mianowicie, napisanie poszczególnych rozdziałów powierzono różnym autorom. Osiągnięto w ten sposób dwie korzyści: do zespołu autorskiego włączono wielu kompetentnych specjalistów oraz ograniczono do minimum okres opracowania autorskiego. Ceną tej koncepcji jest — mimo podjęcia określonych przedsięwzięć koordynacyjnych — różnica w stylu i ujęciu tematu, różny, właściwy każdemu autorowi sposób wyjaśniania pojęć, a nawet pewna odrębność w traktowaniu tych samych zjawisk. Co więcej, mogą się również pojawić różnice poglądów w sprawach terminologicznych. Mamy nadzieję, że Czytelnicy nie będą mieli nam tego za złe.

Jerzy Auerbach

Daniel Józef Bem

1. Cyfryzacja dźwięku

Cyfryzacja dźwięku — zastąpienie analogowego sygnału fonicznego ciągami kodowymi reprezentującymi wartości próbek sygnału. Cyfryzacja dźwięku znajduje coraz szersze zastosowanie, również w elektronicznym sprzęcie powszechnego użytku. Podstawowymi zaletami systemów cyfrowych są: bardzo duża odporność na szum i zakłócenia oraz niezależność stosunku sygnał/szum od liczby przetworzeń sygnału, mała wrażliwość na zniekształcenia nieliniowe i zmiany parametrów toru przesyłowego, możliwość regeneracji sygnału, możliwość przechowywania sygnału w układzie pamięciowym o prostej konstrukcji, łatwość przetwarzania sygnału, łatwość łączenia kilku sygnałów w sygnał wielokrotny z podziałem czasu. Zasadniczą wadą systemów cyfrowych jest znacznie szersze pasmo częstotliwości zajmowane przez sygnał cyfrowy niż przez sygnał analogowy.

Krótką historia

Technika cyfrowa wkracza do wszystkich dziedzin życia, w tym również do elektronicznego sprzętu powszechnego użytku, zwłaszcza akustycznego. Widomym tego przykładem są cyfrowe płyty dźwiękowe, a także magnetofony cyfrowe. Cyfrową transmisję sygnałów fonicznych stosuje się w satelitarnej radiofonii i telewizji (dźwięk towarzyszący wraz z dodatkowymi kanałami fonicznymi). Mimo znacznego postępu techniki analogowej nadal niektóre odcinki toru przesyłowego sygnału fonicznego od studia do odbiorcy mają niezadowalające parametry techniczne, powodujące takie pogorszenie jakości przesyłanego sygnału, że jest ono zauważalne i kwestionowane przez odbiorców. Poprawienie parametrów tych odcinków toru przesyłowego jest bardzo trudne, ponieważ w wielu przypadkach parametry techniczne urządzeń pracujących w tych odcinkach są już zbliżone do teoretycznie osiągalnych granic. Dotyczy to zwłaszcza magnetycznej rejestracji i odtwarzania sygnałów fonicznych. Magnetofon analogowy,

choć stale doskonalony, jest nadal jednym z najsłabszych ogniw studyjnego toru fonicznego. Radykalna poprawa wszystkich parametrów toru fonicznego jest możliwa przez zastosowanie cyfrowej techniki fonicznej. Poprawa parametrów jest na tyle duża, że można mówić o wyeliminowaniu pewnych niedoskonałości występujących w technice analogowej.

Idea kodowej modulacji impulsowej (PCM), podstawa cyfrowej techniki fonicznej, jest znana od dawna. Patent na wykorzystanie kodowej modulacji impulsowej do przesyłania sygnałów mowy otrzymał Reeves już w 1938 r. Szerokie zastosowanie cyfrowej techniki fonicznej stało się możliwe dopiero po pojawieniu się odpowiednich przyrządów półprzewodnikowych. Początkowo, ze względu na dość niską jakość wynikającą z parametrów dostępnych przyrządów półprzewodnikowych, cyfryzację sygnałów fonicznych wprowadzono tylko w sieciach telefonicznych.

Obecnie w wielu krajach cyfryzacja sieci telefonicznych jest posunięta tak daleko, że przewiduje się wprowadzenie sieci cyfrowej z integracją usług (ang. *Integrated Services Digital Network* — ISDN). Opracowanie szybkich i jednocześnie o dużej rozdzielczości przetworników A/C i C/A umożliwiło zastosowanie techniki cyfrowej także do przetwarzania sygnałów fonicznych wysokiej jakości występujących w radiofonii i fonografii. Podstawową zaletą techniki cyfrowej jest duża niezależność obiektywnych i subiektywnych parametrów jakościowych sygnału fonicznego od zakłóceń i zniekształceń, jakie mogą się pojawić na drodze przesyłowej lub w urządzeniach rejestrujących i odtwarzających.

Kodowanie źródłowe

Przetwarzanie analogowego sygnału fonicznego na sygnał cyfrowy odbywa się w trzech krokach:

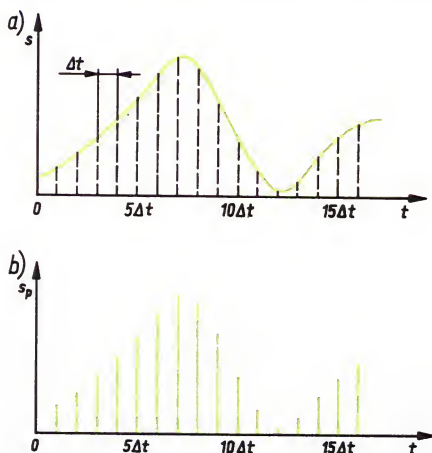
- próbkowanie (kwantowanie w czasie);
- kwantowanie amplitudy;
- kodowanie.

Próbkowanie sygnału analogowego polega na odczytywaniu jego wartości w ustalonych chwilach, powiedzmy co Δt sekund.

Otrzymane wartości

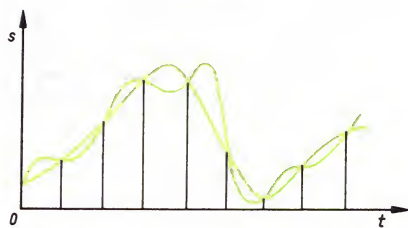
$$s_n = s(n \Delta t), \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (1)$$

przy czym $s(t)$ — funkcja opisująca przebieg sygnału analogowego, stanowią jego próbki (rys. 1).



1. Sygnał analogowy ciągły (a) i jego próbki (b)

Postawmy pytanie, czy znając jedynie zbiór próbek sygnału s_n jesteśmy w stanie wiernie odtworzyć sygnał? Innymi słowy, czy na podstawie informacji o sygnale jedynie w chwilach próbkowania $n\Delta t$ można uzyskać informację o zachowaniu się sygnału między tymi chwilami. Odpowiedź na to pytanie wydaje się na pierwszy rzut oka negatywna. Gdyby zbiór próbek wystarczał do odtworzenia sygnału, wówczas przez punkty wyznaczone przez próbki można by poprowadzić tylko jedną krzywą, odpowiadającą kształtowi próbkowanego sygnału. Jest jednak oczywiste, że próbki można połączyć ze sobą na nieprzeliczalnie wiele sposobów (rys. 2). W ogólnym przypadku sygnału nie można jednoznacznie odtworzyć na podstawie próbek. W zasadzie więc intuicja, na której opieramy negatywną odpowiedź na postawione pytanie, nas nie zawodzi.



2. Różne sposoby łączenia próbek sygnału

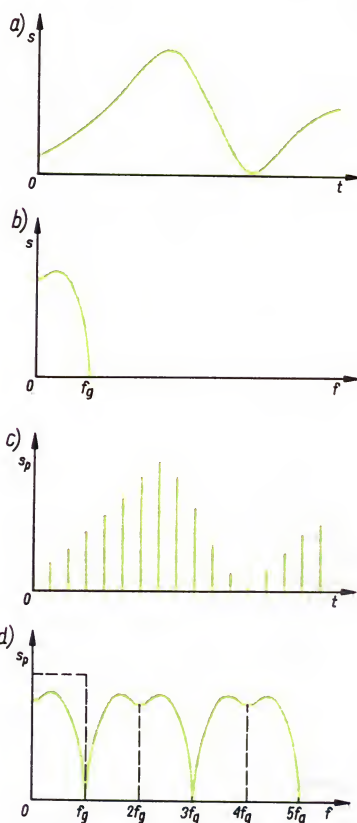
Okazuje się jednak, że w szczególnym przypadku — jeśli sygnał spełnia określony warunek — odpowiedź na postawione pytanie jest pozytywna. Warunek ten dotyczy szybkości zmian sygnału. Jeżeli sygnał nie może zmieniać się zbyt szybko, to na odcinku sygnału łączące dwie sąsiednie próbki są narzucone pewne więzy. Na te więzy wpływają także wartości dalszych próbek. Są one tym silniejsze, im próbki leżą bliżej siebie. Przy dostatecznie bliskim położeniu próbek więzy te oka-

zują się tak silne, że determinują przeprowadzenie przez próbki wykresu sygnału tylko w jeden sposób. Warunek ograniczonej szybkości zmian sygnału oznacza, że w jego widmie nie występują składowe o zbyt dużych częstotliwościach. A zatem, jeśli mamy do czynienia z sygnałem o ograniczonym pasmie, tzn. sygnałem, który nie ma składowych powyżej górnej częstotliwości granicznej f_g , to próbkując go dostatecznie gęsto zachowujemy pełną informację zawartą w sygnale. Innymi słowy, na podstawie próbek możemy wiernie odtworzyć przebieg sygnału, również między punktami próbkowania.

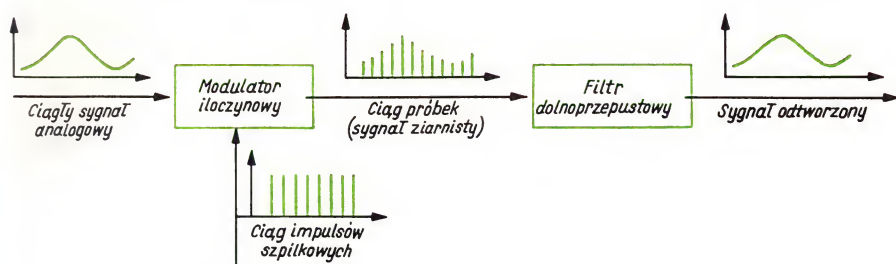
Odległość między sąsiednimi próbkami Δt nazywamy *przedziałem próbkowania* lub *okresem próbkowania*. Odwrotność okresu próbkowania

$$f_p = \frac{1}{\Delta t} \quad (2)$$

jest *częstotliwością próbkowania*. Kotelnikow i Shannon udowodnili, że częstotliwość próbkowania niezbędna do odtworzenia — na podstawie pobranych próbek — sygnału o ograniczonym pasmie musi być co najmniej 2 razy większa niż



3. Ciągły sygnał analogowy (a) i jego widmo (b) oraz ciąg próbek (c) i jego widmo (d); linią przerywaną zaznaczono transmitancję idealnego filtra dolnoprzepustowego



4. Pobieranie próbek i odtwarzanie sygnału

największa częstotliwość f_g występująca w widmie próbkowanego sygnału

$$f_p \geq 2f_g \quad (3)$$

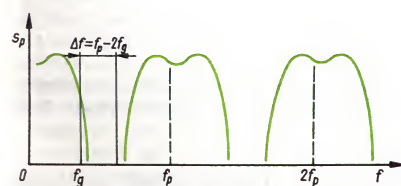
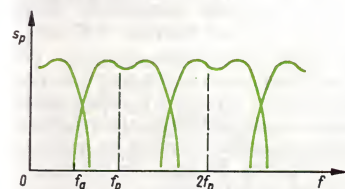
Na przykład najmniejsza częstotliwość próbkowania umożliwiająca wierne odtworzenie sygnału akustycznego klasy hi-fi ($f_g = 20$ kHz) wynosi 40 kHz, w systemie CD (ang. *Compact Disc*) częstotliwość próbkowania wynosi 44,1 kHz.

Widmo próbek przy $f_p = 2f_g$ otrzymuje się z widma sygnału dokonując kolejnych odbić lustrzanych (rys. 3). Nosi ono nazwę *widmo powtarzane* o okresie równym $2f_g$. Część widma powtarzanego zawarta w przedziale od 0 do f_g stanowi widmo sygnału. Jeśli więc ciąg próbek przepuścimy przez filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej f_g , to na wyjściu filtra otrzymamy wierne odtworzony sygnał (rys. 4).

Widmo próbek pobieranych z częstotliwością większą niż $2f_g$ ma postać pokazaną na rys. 5. Jest to również widmo powtarzane, ale z okresem f_p . Poszczególne segmenty widma nie stykają się ze sobą, lecz są odseparowane przedziałami o długości

$$\Delta f = f_p - 2f_g \quad (4)$$

co ułatwia filtrację sygnału.

5. Widmo ciągu próbek przy $f_p > 2f_g$ 6. Widmo ciągu próbek przy $f_p < 2f_g$

Jeśli częstotliwość próbkowania jest mniejsza niż $2f_g$, to sąsiadujące ze sobą segmenty widma powtarzanego zachodzą na siebie (rys. 6). Odfiltrowanie widma powtarzanego tak, aby uzyskać niezniekształcone widmo sygnału, jest więc niemożliwe.

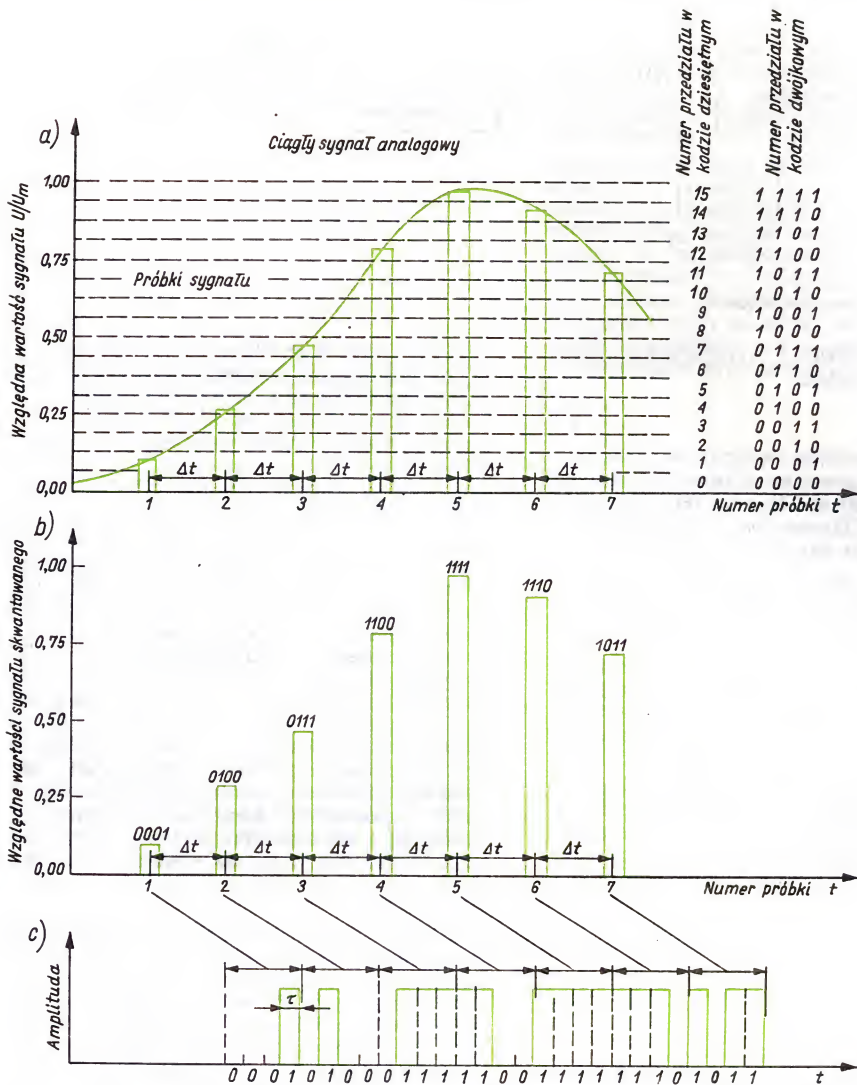
Kwantowanie. Sygnały występujące w technice mają zawsze ograniczoną amplitudę, tzn. mogą przyjmować wartości z przedziału od 0 do U_m (sygnały przyjmujące tylko wartości dodatnie) lub od $-U_m$ do $+U_m$ (sygnały o wartości średniej równej zero). Podzielmy przedział zmienności sygnału na pewną liczbę — powiedzmy 16 — części, zwanych *przedziałami kwantowania* (rys. 7a). Zamiast przesyłać dokładną wartość próbki, przesyłamy jedynie informację o numerze przedziału kwantowania, w którym znajduje się próbka. Na przykład próbka nr 1 ma wartość $0,113U_m$, której odpowiada przedział kwantowania o numerze 1 (rys. 7a), podobnie próbce nr 2 odpowiada przedział kwantowania o numerze 4 itd. Przypiszmy każdemu przedziałowi kwantowania wartość odpowiadającą środkowi przedziału. Ciąg próbek pokazany na rys. 7a zostaje wówczas zastąpiony ciągiem pokazanym na rys. 7b. Jest to *sygnał skwantowany*.

Kodowanie. Numery przedziałów kwantowania zapisujemy w *kodzie dwójkowym*. Do zapisania 16 numerów potrzebujemy czteroelementowych ciągów dwójkowych. Próbkę nr 1 zapisujemy w postaci 0001, próbkę nr 2 — w postaci 0100 itd. (rys. 7b). Umówmy się, że jedynkę w kodzie dwójkowym reprezentuje impuls elektryczny o czasie trwania τ , zero — brak impulsu. Próbkę nr 1 odpowiada więc następujący sygnał:



próbce nr 2



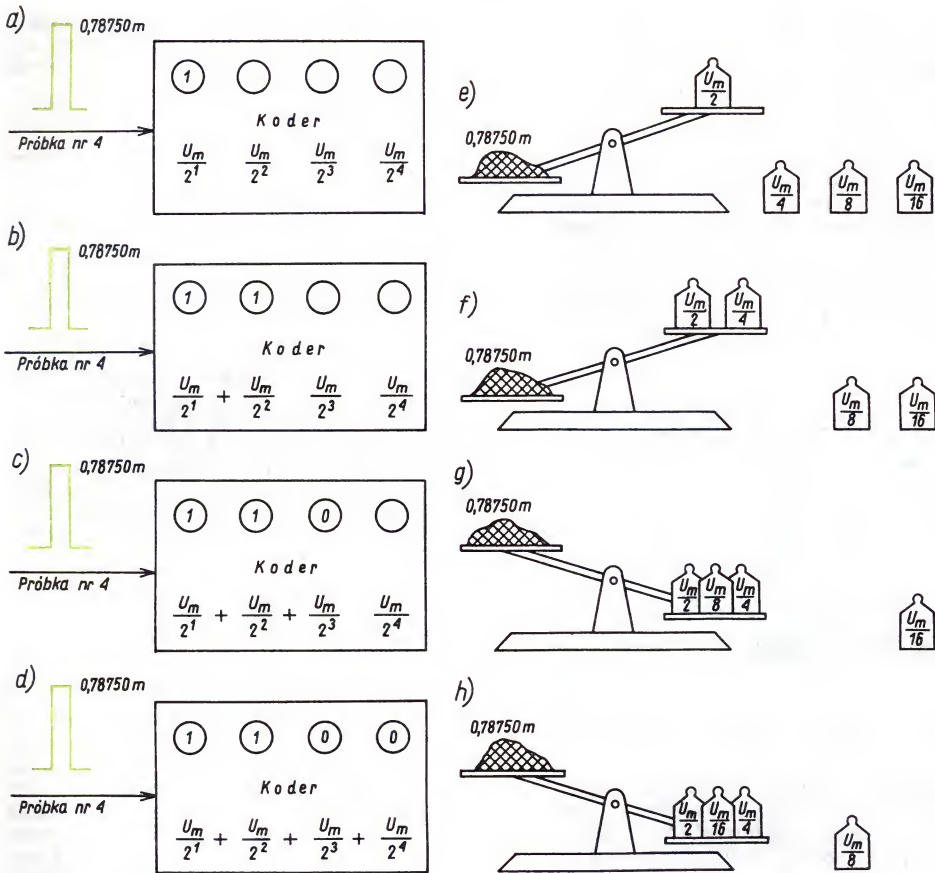


7. Kwantowanie i kodowanie: a) ciągły sygnał analogowy i jego próbki; b) próbki skwantowane (za wartość próbki skwantowanej przyjęto poziom odpowiadający środkowi przedziału kwantowania, w którym znajduje się próbka); c) sygnał zakodowany (cyfrowy); Δt — okres próbkowania; τ — czas trwania elementarnego impulsu sygnału cyfrowego

Postępując podobnie ze wszystkimi próbkami otrzymamy sygnał zakodowany, zwany też **sygnałem cyfrowym** (rys. 7c).

Kwantowanie i kodowanie przeprowadza się w jednym urządzeniu zwanym **koderem**. Zasadę pracy jednego z możliwych koderów przedstawiono obrazowo na rys. 8. Próbka nr 4 o wartości $0,7875U_m$ jest kolejno porównywana z napięciem odniesienia, w pierwszym kroku w wartości $U_m/2$. Wartość próbki jest większa niż wartość napięcia odniesienia, koder ustawia więc w pierwszej pozycji jedynkę (rys. 8a). W drugim kroku wartość napięcia odniesienia zwiększa się o $U_m/4$, tzn. do

wartości $0,7500U_m$. Wartość próbki jest nadal większa niż wartość napięcia odniesienia, koder ustawia więc w drugiej pozycji jedynkę (rys. 8b). W trzecim kroku napięcia odniesienia ulega zwiększeniu o $U_m/8$, tzn. do wartości $0,8750U_m$. Wartość próbki jest tym razem mniejsza niż wartość napięcia odniesienia, koder ustawia więc w trzeciej pozycji zero (rys. 8c) i jednocześnie odejmuje od napięcia odniesienia ostatnio dodaną wartość. W czwartym kroku zwiększa się napięcie odniesienia o $U_m/16$, tzn. do wartości $0,8125U_m$. Wartość próbki jest nadal mniejsza niż wartość napięcia odniesienia, koder ustawia więc zero w



8. Zasada działania kodera wagowego

czwartej pozycji i kończy proces kodowania, ponieważ w omawianym przykładzie mamy do czynienia z 16 przedziałami kwantowania, wymagającymi czteroelementowych ciągów kodowych. Opisany sposób kodowania przypomina ważenie na wadze odważnikowej (rys. 8e, 8f, 8g, 8h), dlatego odpowiadający mu koder nazywamy *koderem wagowym*. Ciąg kodowy wygenerowany przez koder jest liczbą dwójkową oznaczającą numer przedziału, w którym znajduje się próbka. W naszym przykładzie zapis 1100 oznacza przedział kwantowania o numerze 12.

Liczba przedziałów kwantowania M jest związana z liczbą pozycji k ciągów kodu dwójkowego zależnością

$$M = 2^k \quad (5)$$

W dotychczasowych rozważaniach do opisu numerów przedziałów kwantowania stosowaliśmy *naturalny kod dwójkowy*. Do kodowania sygnałów, których wartość średnia jest równa zero (sygnały foniczne należą do tej klasy sygnałów) dogodniej jest użyć pierwszego elementu ciągu do oznaczenia polaryzacji próbki, a pozostałych — do określenia jej bezwzględnej wartości (modułu).

Powstaje w ten sposób *symetryczny dwójkowy kod liczbowy*, zwany również *kodelem „znak + moduł”* (ang. *Sign-Magnitude-Code*). Bit znaku przyjmuje wartość 0 dla próbek dodatnich, 1 dla ujemnych (rys. 9).

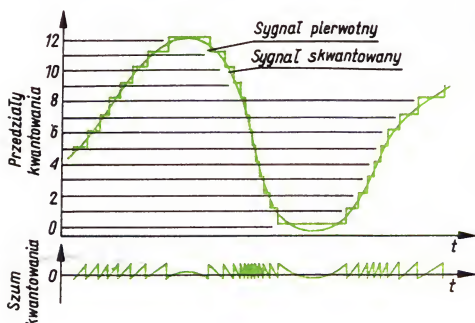
Wartości próbek	Ciągi kodowe	
	Znak	Moduł
$+U_{max}$	0	1 1 1 1 . . . 1 1 1
$+u$	0	1 1 1 0 . . . 1 0 1
$+0$	0	0 0 0 0 . . . 0 0 0
-0	1	0 0 0 0 . . . 0 0 0
$-u$	1	1 1 1 0 . . . 1 0 1
$-U_{max}$	1	1 1 1 1 . . . 1 1 1

Najbardziej znaczący bit (MSB) — wskazuje na pierwszy bit (bit znaku) w ciągu.
Najmniej znaczący bit (LSB) — wskazuje na ostatni bit w ciągu.

9. Struktura kodu „znak + moduł”

Parametry sygnału cyfrowego

Szum kwantowania. Przesyłając zamiast rzeczywistej wartości próbki jedynie informację o przedziale kwantowania, w którym się ona znajduje, świadomie rezygnujemy z możliwości wiernego odtworzenia sygnału pierwotnego. Różnicę między sygnałem pierwotnym a jego przybliżeniem powstałym w procesie kwantowania nazywamy szumem kwantowania. Na rysunku 10 pokazano sygnał pierwotny, sygnał skwantowany i szum kwantowania. Jest oczywiste, że szum kwantowania jest tym mniejszy, im większa jest liczba przedziałów kwantowania, na które podzieliliśmy zakres zmienności sygnału pierwotnego.



10. Sygnał pierwotny, sygnał skwantowany i szum kwantowania

O jakości przetwarzania sygnałów analogowych na sygnały cyfrowe świadczy stosunek mocy sygnału do mocy szumu kwantowania S/N . Można wykazać, że przy dużej liczbie przedziałów kwantowania ($M \gg 1$) stosunek sygnał/szum wyraża się zależnością

$$\frac{S}{N} = 3 \cdot 2^{2k-1} \quad (6)$$

przy czym k — liczba pozycji w ciągu kodowym. Dogodniej jest przedstawić zależność (6) w mierze logarytmicznej; otrzymujemy wówczas (w dB)

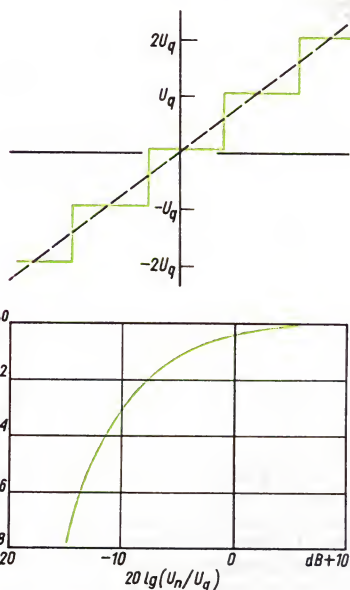
$$\frac{S}{N} = 6,02k + 1,76 \approx 6k + 2 \quad (7)$$

Z zależności (6) i (7) wynika, że wydłużenie ciągów kodowych o 1 bit powoduje 4-krotne poprawienie stosunku sygnał/szum. Należy pamiętać, że stosunek ten dotyczy wartości skutecznych i obowiązuje przy maksymalnymysterowaniu. W systemie PCM występuje ponadto zjawisko zwane *obcinaniem szczytów*. Jeżeli wartość próbki przekracza zakres pracy przetwornika A/C, to poziom sygnału skwantowanego jest stały, niezależnie od wartości próbki. Z tych względów przyjmuje się, że *dynamika odtworzonego sygnału* jest o 14 dB mniejsza niż wartość stosunku S/N . W tablicy 1 podano wartość stosunku sygnał/szum, dynamikę oraz liczbę przedziałów kwantowania dla kilku wartości k .

Tablica 1. Zależność stosunku sygnał/szum i dynamiki od liczby przedziałów kwantowania

Długość ciągu kodowego k	Liczba przedziałów kwantowania M	Stosunek sygnał/szum $\frac{S}{N}$ [dB]	Dynamika [dB]
8	256	49,92	36
10	1024	61,96	48
12	4096	74,00	60
14	16384	86,04	72
16	65536	98,08	84
18	262144	110,12	96

Szum urządzeń analogowych przyłączonych do przetwornika A/C powoduje zakłócenia sygnałów o małych wartościach. Jeśli przyjmujemy, że zakłócenia na wejściu przetwornika A/C mają charakter szumu białego, to przy braku sygnału pierwszy przedział kwantowania jest przekraczany w ciągu 31,7% czasu obserwacji wówczas, gdy wartość skuteczna szumu jest równa szerokości przedziału kwantowania (rys. 11). Aby zakłócenia te były



11. Prawdopodobieństwo przekroczenia pierwszego przedziału kwantowania; U_q — szerokość przedziału kwantowania; U_n — wartość skuteczna napięcia szumu białego

pomijalne, wartość skuteczna szumu urządzeń analogowych przyłączonych do przetwornika A/C powinna być co najmniej o 12 dB mniejsza od przedziału kwantowania (tabl. 1).

Pasmo częstotliwości. Przebiegność cyfrowego sygnału fonicznego określa wyrażenie

$$C = kf_p \quad (8)$$

w którym f_p — częstotliwość próbkowania. Przyjmijmy przykładowo częstotliwość próbkowania

32 kHz, umożliwiającą transmisję sygnału analogowego o widmie ograniczonym do 15 kHz oraz 14-bitowe ciągi kodowe, zapewniające dynamikę równą 72 dB. Przepływność sygnału cyfrowego w tym przykładzie

$$C = 14 \cdot 32 \cdot 10^3 = 448 \cdot 10^3 \text{ b/s} = 448 \text{ kb/s}$$

Do odtworzenia sygnału cyfrowego nie jest konieczne wierne odtworzenie kształtu impulsów, wystarczy jedynie bezbłędnie stwierdzić obecność lub brak impulsu w chwili odczytu. Wystarczy więc, aby szerokość pasma B kanału wynosiła ok. 70–80% przepływności sygnału cyfrowego; zatem

$$B = (0,7 \div 0,8) C \quad (9)$$

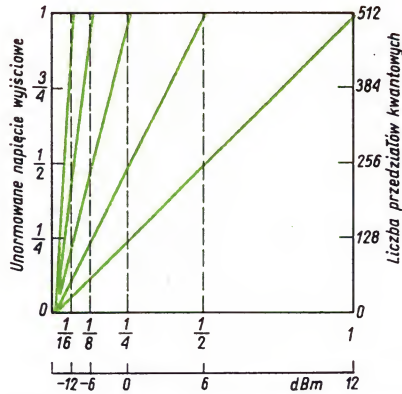
W omawianym przykładzie szerokość pasma powinna wynosić ok. 340 kHz. Jak widać, transmisja sygnału cyfrowego wymaga kanału o szerokości pasma przenoszenia znacznie szerszego (ponad 200 razy) niż transmisja sygnału analogowego.

Kompandorowanie

W dotychczasowych rozważaniach mówiliśmy o kwantowaniu równomiernym, polegającym na tym, że wszystkie przedziały kwantowania są jednakowe. W celu zmniejszenia szerokości pasma kanału potrzebnej do transmisji sygnału cyfrowego bierze się pod uwagę możliwość *kompresji sygnału* po stronie nadawczej. Po stronie odbiorczej, w celu uniknięcia zniekształceń, sygnał cyfrowy musi być poddany *ekspansji*. Polega ona na takim przyporządkowaniu ciągów kodowych o zmniejszonej liczbie bitów, aby możliwie dokładnie odwzorowały one pierwotne wartości próbek. Proces kompresji i ekspansji, zwany łącznym procesem *kompandorowania*, umożliwia zmniejszenie strumienia przesyłanych danych, zawsze jednak powoduje pogorszenie stosunku sygnał/szum oraz wprowadza dodatkowe zniekształcenia.

Rozróżnia się kompandorowanie natychmiastowe i quasi-natychmiastowe. *Kompandorowanie natychmiastowe* polega na natychmiastowym przekształceniu, według określonej charakterystyki kompresji, ciągów kodowych powstałych w wyniku kwantowania równomiernego na ciągi kodowe o odpowiednio zmniejszonej liczbie bitów. Ten sposób kompandorowania stosuje się w telefonii. Testy słuchowe wykazały jednak, że kompandorowanie natychmiastowe powoduje wyraźne zakłócenia sygnału, zwłaszcza krytycznych sygnałów muzycznych (piano).

Kompandorowanie quasi-natychmiastowe przedstawimy na przykładzie metody NICAM 3. W tej metodzie zastosowano 5 skal kwantowania równomiernego, których przedziały kwantowania pozostają w stałym stosunku 1:2 (rys. 12). Proces kompresji zaczyna się od zapamiętania wartości 32 kolejnych próbek sygnału zakodowanych z rozdzielczością 14 bitów ($M = 2^{14} = 16384$). Następnie w zależności od wartości największej prób-



12. Charakterystyka kompandorowania quasi-natychmiastowego z 5 skalami kwantowania (metoda NICAM3)

ki w zapamiętanym bloku dobiera się odpowiednią skalę kwantowania o przedziałach 2, 4, 8 lub 16 razy szerszych niż przedziały występujące przy kodowaniu 14-bitowym. W praktyce sprowadza się to do usuwania z pierwotnych ciągów kodowych 4 bitów. W zależności od użytej skali będą to *bity najbardziej znaczące* (ang. *Most Significant Bit — MSB*) i (lub) *najmniej znaczące* (ang. *Lowest Significant Bit — LSB*). Otrzymane w wyniku kompresji bloki składające się z 32 dziesięciobitowych ciągów kodowych są dodatkowo uzupełniane 3 bitami pomocniczymi, określającymi zastosowaną skalę kompresji. Do przesyłania jednej próbki trzeba więc średnio 10,1 bita.

Kompandorowanie quasi-natychmiastowe zaleca się stosować w kanałach satelitarnych.

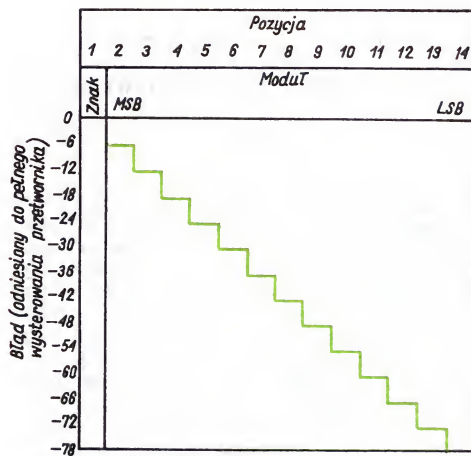
Wpływ błędów transmisji cyfrowej na jakość sygnału fonicznego

Powstawanie błędów. Podczas transmisji sygnałów analogowych szumy występujące w poszczególnych odcinkach toru przesyłowego kumulują się w miarę jego wydłużania. Wskutek tego zmniejsza się odstęp poziomu sygnału od poziomu szumu i pogarsza jakość transmisji. Zjawisko to nie występuje podczas przesyłania lub rejestracji na różnych nośnikach sygnałów cyfrowych, jeśli tylko zakłócenia występujące w torze przesyłowym nie przekraczają progów rozeznania skali czasu i wartości znaków transmitowanego sygnału. Istnieje wówczas możliwość pełnej regeneracji sygnału na końcu odcinka toru przesyłowego lub na wyjściu urządzenia rejestrującego. Jeśli jednak poziom zakłóceń w torze przesyłowym jest zbyt duży, to mogą wystąpić przekłamania polegające na zmianie wartości odbieranych znaków (bitów). Bit o wartości „1” może być odebrany jako bit o wartości „0” i odwrotnie. Średnią częstotliwość pojawiania się błędów, określoną jako stosunek liczby błędnie odebranych bitów do liczby wszystkich przesyłanych bitów w określonym przedziale cza-

su, nazywamy *elementową stopą błędu* (ang. *Bit Error Rate* — BER).

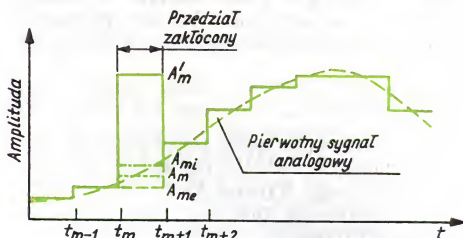
W celu zapewnienia dobrej jakości podczas cyfrowej transmisji sygnałów fonicznych konieczna jest znajomość stopy błędu, a także struktury błędów. Wartość elementowej stopy błędu i rozkład błędów zależą od charakteru zakłóceń występujących w torze oraz od stosunku mocy sygnału do mocy zakłóceń. W radiofonii satelitarnej poszczególne przekłamania są od siebie niezależne, a wartość elementowej stopy błędu zależy tylko od wartości stosunku sygnał/szum. Przy odbiorze nazwanej stacji UKF-FM za pomocą odbiornika umieszczonego w poruszającym się samochodzie często występują głębokie zaniki sygnału wejściowego, spowodowane interferencją fal docierających do anteny odbiorczej różnymi drogami (zjawisko wielodrogowości — obserwowane zwłaszcza na obszarach zurbanizowanych i w terenie górskim). W czasie zaniku może dojść do przekłamania wielu kolejnych bitów w ciągu kodowym. Mówimy wówczas o *błędach seryjnych*. Błędy seryjne obserwujemy również przy magnetycznym zapisie dźwięku, a także w gramofonie cyfrowym.

Oddziaływanie przekłamań. Przy kwantowaniu równomiernym sąsiednie bity reprezentują wartości różniące się 2-krotnie. Błędy amplitudy powstające wskutek przekłamań w czasie transmisji sygnału cyfrowego zależą od pozycji błędnie odtworzonego bitu w ciągu kodowym. Gdy przekłamanie dotyczy bitu najmniej znaczącego (LSB), wówczas błąd amplitudy odtworzonego sygnału analogowego jest najmniejszy (rys. 13). Przeciwnie, gdy przekłamanie ulegnie najbardziej znaczący bit (MSB), wówczas zniekształcenie sygnału odtworzonego jest największe. Błędne odczytanie bitu znaku powoduje inwersję odtworzonej wartości analogowej. Wynikający stąd błąd amplitudy zależy od wartości próbki i może wynosić od 0 (w czasie ciszy) do 100% (podczas pełnego występowania).



13. Błędy amplitudy przy przetwarzaniu cyfrowo-analogowym wywołane przekłamaniami bitów w zależności od ich pozycji w ciągu kodowym (kwantowanie równomierne 14-bitowe)

Detekcja i maskowanie błędów. Jeśli stopa błędów nie przekracza 10^{-5} i jeśli przekłamania mają charakter błędów pojedynczych, to dobrą jakość transmisji można uzyskać stosując detekcję i maskowanie błędów. *Detekcja błędów* jest możliwa dzięki zastosowaniu specjalnych kodów nadmiarowych. W przypadku wykrycia błędu należy zniekształconą próbkę o wartości A_m (rys. 14) zastąpić próbką o tak dobranej wartości, aby nastąpiło możliwie wierne odwzorowanie prawidłowej wartości zniekształconej próbki. Za zastępcę



14. Maskowanie błędów przy przetwarzaniu cyfrowo-analogowym: A_m — prawidłowa wartość próbki; A'_m — wartość próbki przekłamanej; A_{me} — wartość zastępcza próbki przy ekstrapolacji zerowego rzędu; A_{mi} — wartość zastępcza próbki przy interpolacji pierwszego rzędu (liniowej)

czą wartość zniekształconej próbki można przyjąć wartość próbki odebranej poprzednio (ekstrapolacja zerowego rzędu) lub średnią arytmetyczną wartości próbek występujących bezpośrednio przed i po próbce zniekształconej (interpolacja pierwszego rzędu). Skuteczność wymienionych sposobów maskowania błędów jest różna (tabl. 2).

Tablica 2. Ocena skuteczności metod maskowania błędów (według 5-punktowej skali ocen CCIR)

Stopa błędów	10^{-5}		10^{-4}		10^{-3}	
	interpolacja	ekstrapolacja	interpolacja	ekstrapolacja	interpolacja	ekstrapolacja
Metoda maskowania						
Ocena	4,7	4,0	3,7	2,6	1,0	1,0

Wyniki pomiarów i testów subiektywnych wykazują, że bardziej skutecznym sposobem maskowania błędów jest interpolacja pierwszego rzędu (liniowa). Stosując interpolację liniową nie ma potrzeby wykrywania błędów we wszystkich pozycjach przesłanych ciągów kodowych. Błąd powstały w wyniku maskowania może bowiem okazać się większy niż błąd wynikający z przekłamania jednego z mniej znaczących bitów. Na przykład przy równomiernym kwantowaniu 14-bitowym należy kontrolować tylko bit znaku i 10 najbardziej znaczących bitów. Maskowanie błędów jest z powodzeniem stosowane w:

- systemach transmisyjnych do wymiany programów;
- systemach radiofonii satelitarnej oraz przy

przekazywaniu dźwięku towarzyszącego wizji w standardzie C-MAC;
— szerokopasmowych światłowodowych sieciach rozdzielczych.

Korekcja błędów. Jeśli stopa błęd przekracza 10^{-5} lub gdy błędy mają charakter błędów seryjnych, to proste metody detekcji i maskowania błędów przestają być skuteczne. Należy wówczas stosować kody protekcyjne umożliwiające wykrywanie i korekcję błędów.

Kody nadmiarowe

W dotychczasowych rozważaniach dobieraliśmy długość ciągów kodowych k tak, aby liczba możliwych kombinacji zer i jedynek była równa liczbie przedziałów kwantowania. Każdej kombinacji kodowej przyporządkowaliśmy przedział kwantowania o określonym numerze. Przyporządkowanie to jest wzajemnie jednoznaczne. Określony przez takie przyporządkowanie kod nazywamy *kodem beznadmiarowym*. Kod beznadmiarowy ma oczywistą wadę. Ponieważ każdy możliwy ciąg sygnałów elementarnych (zer i jedynek) jest używany jako ciąg kodowy, zatem każde zniekształcenie sygnału elementarnego powoduje zniekształcenie odtwarzanej informacji (wartości próbki).

Wyobraźmy sobie, że do zakodowania $M = 2^k$ wartości próbek stosujemy ciągi kodowe o długości $n > k$. Nie wszystkie ciągi dwójkowe muszą być teraz wykorzystywane do przesyłania informacji. Dlatego kod stosujący ciągi kodowe o długości $n > k$ nazywamy *kodem nadmiarowym*. Kody nadmiarowe stanowią bardzo skuteczny sposób wykrywania i usuwania błędów transmisji. Spośród n pozycji ciągu kodowego k pozycji przekazuje informację użyteczną, pozostałe natomiast $r = n - k$ pozycji zawiera pewną informację dodatkową o przesyłanej informacji użytecznej. Tę dodatkową informację nazywamy *informacją kontrolną* lub *nadmiarową* (tzw. nadmiar kodowy). Kod, w którym ciągi o długości n zawierają k pozycji informacyjnych, oznaczamy symbolem (n, k) . Jeżeli podczas transmisji ulegnie przekłamaniu niewielka liczba pozycji ciągu kodowego, to informacja kontrolna umożliwi wykrycie, a nawet skorygowanie błędów transmisji. Znane są różne sposoby wprowadzania nadmiaru kodowego jak również duża różnorodność kodów nadmiarowych. Najważniejszą klasę kodów nadmiarowych stanowią *kody liniowe*. Spośród nich najszersze zastosowanie znalazły *kody blokowe*. Kody blokowe charakteryzują się tym, że podawane na ogół w sposób ciągły informacje elementarne dzielimy na bloki obejmujące k dwójkowych informacji elementarnych. Taki blok traktujemy jako całość i przyporządkowujemy mu ciąg kodowy zbudowany z $n > k$ sygnałów dwójkowych.

Odległość Hamminga. Weźmy pod uwagę pewien ciąg dwójkowy s . Wagą ciągu dwójkowego s , którą oznaczamy $w(s)$, nazywamy liczbę jedynek zawartych w tym ciągu. Jeśli przykładowo $s = 1010101$, to waga tego ciągu $w = 4$. Rozważmy teraz dwa ciągi dwójkowe o jednako-

wej długości s_i i s_j . Odległość Hamminga $d(s_i, s_j)$ między tymi ciągami definiujemy jako liczbę pozycji, w których ciągi się różnią. Korzystając z pojęcia wagi ciągu możemy odległość Hamminga wyrazić następująco:

$$d(s_i, s_j) = w(s_i \oplus s_j) \quad (10)$$

przy czym symbol \oplus oznacza sumowanie modulo 2.

Operację sumowania modulo dwa skalarów określa się następująco:

$$\begin{aligned} 0 \oplus 0 &= 0 & 0 \oplus 1 &= 1 \\ 1 \oplus 0 &= 1 & 1 \oplus 1 &= 0 \end{aligned} \quad (11)$$

Sumowanie modulo dwa ciągów polega na zsumowaniu modulo dwa elementów obu ciągów występujących w tych samych pozycjach. Niech przykładowo: $s_i = 1010101$, $s_j = 0110011$. Suma ciągów $s_i \oplus s_j = 1100110$, waga sumy $w(s_i \oplus s_j) = 4$, co oznacza, że odległość Hamminga rozważanych ciągów jest równa 4. Oczywiście ten sam wynik otrzymamy licząc wprost pozycje, w których ciągi się różnią.

Intuicyjnie jest zrozumiałe, że w im większej liczbie pozycji różnią się od siebie poszczególne ciągi kodowe, tym większe są możliwości wykrywania i korygowania błędów przez kod. Rzeczywiście, o właściwościach detekcyjnych i korekcyjnych kodu decyduje *odległość minimalna kodu*, zdefiniowana następująco:

$$d_{\min} = \min_{i \neq j} [d(s_i, s_j)] \quad (12)$$

Przy zadanej wartości d_{\min} możemy określić właściwości detekcyjne i korekcyjne kodu wyznaczając parametry:

— *największa krotność wykrywanych błędów*

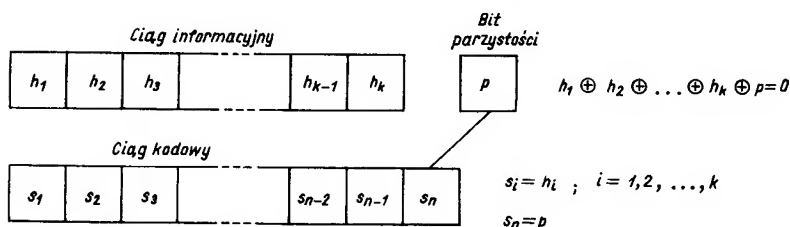
$$\gamma = d_{\min} - 1 \quad (13)$$

— *największa krotność korygowanych błędów*

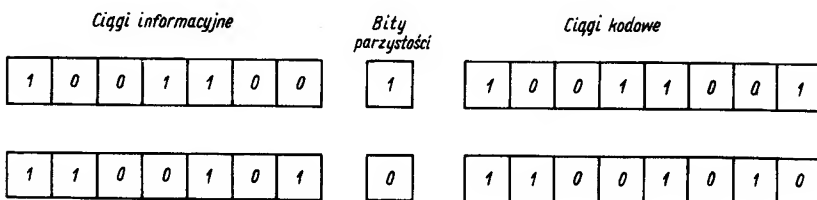
$$t = \begin{cases} (d_{\min} - 1)/2, & \text{jeśli } d_{\min} \text{ jest liczbą nieparzystą} \\ d_{\min}/2 - 1, & \text{jeśli } d_{\min} \text{ jest liczbą parzystą} \end{cases} \quad (14)$$

Minimalna odległość kodu beznadmiarowego jest równa 1; ze wzorów (13) i (14) wynika, że taki kod nie ma żadnych właściwości detekcyjnych, a tym bardziej korekcyjnych. Jeśli odległość minimalna kodu wynosi 2, to kod — jak wynika ze wzoru (13) — umożliwia wykrycie jednego błędu. Kod taki nie ma żadnych właściwości korekcyjnych, o czym mówi zależność (14). Aby można było wykryć i skorygować jeden błąd, minimalna odległość kodu musi być nie mniejsza niż 3.

Kontrola parzystości. Najprostszym sposobem uodpornienia kodu na zakłócenia jest kontrola parzystości polegająca na dopisaniu na końcu ciągu informacyjnego zera lub jedynki, tak aby liczba jedynek w ciągu kodowym była parzysta (rys. 15). Pierwsze k pozycji ciągu kodowego zajmuje informacja, mamy więc



15. Kontrola parzystości



16. Przykłady ciągów kodowych z kontrolą parzystości

$$s_i = h_i; \quad i = 1, 2, \dots, k \quad (15)$$

Ostatnia pozycja ciągu kodowego jest pozycją kontrolną. Wartość bitu kontrolnego obliczamy z warunku

$$h_1 \oplus h_2 \oplus h_3 \oplus \dots \oplus h_k \oplus p = 0 \quad (16)$$

i oczywiście

$$s_n = p \quad (17)$$

Przykłady kontroli parzystości dla 7-pozycyjnych ciągów informacyjnych pokazano na rys. 16. Ciągi kodowe mają w tym przypadku 8 pozycji, kod oznaczamy symbolem (8, 7). W ogólnym przypadku kod z kontrolą parzystości ma oznaczenie $(n, n-1)$. Odległość minimalna kodu z kontrolą parzystości jest równa 2. Kod umożliwia więc wykrycie jednego błędu, nie ma natomiast właściwości korekcyjnych. Kontrola odebranych ciągów polega na obliczeniu sumy modulo dwa wszystkich elementów ciągu. Jeśli suma ta jest równa 1, czyli liczba jedynek w odebranych ciągu jest nieparzysta, to ciąg ten jest błędny. Nie wiemy jednak, w której pozycji wystąpiło przekłamanie i dlatego nie możemy błędu skorygować. Jeżeli suma kontrolna jest równa zero, to nie ma podstaw do odrzucenia odebranego ciągu. Nie oznacza to jednak, że odebrany ciąg jest bezbłędny, wiemy jedynie, że nie wystąpił jeden błąd. Jednocześnie wystąpienie dwóch błędów nie zmienia wartości sumy kontrolnej, nie może więc być wykryte za pomocą prostej kontroli parzystości.

Większe możliwości detekcyjne i korekcyjne uzyskamy, jeśli w ciągu kodowym umieścimy więcej niż jedną pozycję kontrolną. Rozmieszczenie pozycji informacyjnych i kontrolnych możemy wybrać dowolnie. Zwykle jednak przyjmujemy, że pierwsze k pozycji ciągu kodowego jest pozycjami informacyjnymi. Kody spełniające ten warunek nazywamy kodami systematycznymi.

Kody cykliczne

Ważną klasę kodów liniowych stanowią kody cykliczne. Swą popularność zawdzięczają dwóm faktom. Po pierwsze, wśród kodów cyklicznych można znaleźć takie, dla których istnieje ogólna metoda konstruowania kodu o zadanych właściwościach detekcyjnych i korekcyjnych. Po drugie, urządzenia kodujące i dekodujące kodów cyklicznych są w niektórych przypadkach znacznie mniej złożone niż dla innych kodów.

Geneza kodów cyklicznych wiąże się ściśle z wielomianową interpretacją ciągów. Dwójkowemu ciągowi n -pozycyjnemu przyporządkowujemy wielomian $n-1$ stopnia w ten sposób, że współczynnikiem wielomianu odpowiadają elementy ciągu. Na przykład 12-pozycyjnemu ciągowi 100100011011 przyporządkowujemy wielomian 11 stopnia o postaci

$$s(x) = 1 \cdot x^{11} \oplus 0 \cdot x^{10} \oplus 0 \cdot x^9 \oplus 1 \cdot x^8 \oplus 0 \cdot x^7 \oplus 0 \cdot x^6 \oplus 0 \cdot x^5 \oplus 1 \cdot x^4 \oplus 1 \cdot x^3 \oplus 0 \cdot x^2 \oplus 1 \cdot x^1 \oplus 1 \cdot x^0$$

Zapis ten możemy oczywiście uprościć pomijając wszystkie wyrazy z zerowymi współczynnikami i pomijając jedynki w pozostałych wyrazach; otrzymujemy wówczas

$$s(x) = x^{11} \oplus x^8 \oplus x^4 \oplus x^3 \oplus x \oplus 1$$

W ogólnym przypadku ciągowi dwójkowemu¹⁾

$$s = s_{n-1}, s_{n-2}, \dots, s_1, s_0 \quad (18)$$

¹⁾ Uwaga: W zapisie wielomianowym stosuje się odmienny sposób numeracji pozycji ciągu.

przyporządkowujemy wielomian

$$s(x) = \sum_{i=0}^{n-1} a_i x^i \quad (19)$$

przy czym $a_i = s_i$.

Wyobraźmy sobie pewien wielomian $g(x)$ stopnia r będący podzielnikiem wielomianu $x^n + 1$. Dwójkowy blokowy kod liniowy (n, k) jest kodem cyklicznym, jeśli wielomiany kodowe $s(x)$ są podzielne bez reszty przez wielomian $g(x)$, nazywany *wielomianem generującym kodu cyklicznego*. Nazwa kodów cyklicznych wywodzi się od pewnej właściwości, której są pozbawione inne kody liniowe, polegającej na tym, że cykliczne przesunięcie ciągu kodowego jest ciągiem kodowym. *Cyklicznym przesunięciem n -pozycyjnego ciągu s o j pozycji w lewo nazywamy ciąg*

$$s^{(j)} = s_{n-j-1}, s_{n-j-2}, \dots, s_1, s_0, s_{n-1}, \dots, s_{n-j} \quad (20)$$

Kodowanie wielomianów informacyjnych $h(x)$ stopnia nie większego niż k kodem cyklicznym można zrealizować zgodnie z regułą

$$s(x) = x^r h(x) \oplus r(x) \quad (21)$$

przy czym $r(x)$ jest resztą z podziału $x^r h(x)$ przez $g(x)$. Takie kodowanie daje w wyniku kod systematyczny. Prześledźmy sposób kodowania na przykładzie. Niech wielomian informacyjny ma postać

$$h(x) = x^9 \oplus x^5 \oplus x^2 \oplus 1$$

a wielomian generujący kodu

$$g(x) = x^5 \oplus x^4 \oplus x^2 \oplus 1$$

Mamy więc do czynienia z kodem cyklicznym (15, 10). Najpierw przemnożymy wielomian $h(x)$ przez x^5

$$x^5 h(x) = x^{14} \oplus x^{10} \oplus x^7 \oplus x^5$$

a wynik podzielimy przez wielomian $g(x)$

$$\begin{array}{r} 1110001111 \\ x^5 h(x) \Leftrightarrow 10001001010000 : 110101 \Leftrightarrow g(x) = \\ = x^5 \oplus x^4 \oplus x^2 \oplus 1 \end{array}$$

$$\begin{array}{r} \oplus 110101 \\ 101110 \\ \oplus 110101 \\ 110111 \\ \oplus 110101 \\ 100100 \\ \oplus 110101 \\ 100010 \\ \oplus 110101 \\ 101110 \\ \oplus 110101 \\ 110110 \\ \oplus 110101 \\ 11 \\ \Leftrightarrow r(x) = x \oplus 1 \end{array}$$

(reszta)

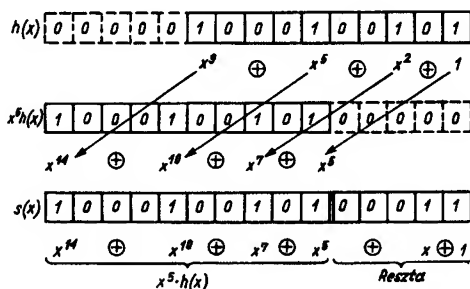
Zgodnie ze wzorem (21) wielomian kodowy w rozważanym przypadku ma postać

$$s(x) = x^5 h(x) \oplus x \oplus 1 = x^{14} \oplus x^{10} \oplus x^7 \oplus x^5 \oplus x \oplus 1$$

któremu odpowiada ciąg kodowy

$$s = 100010010100011$$

Jest to poszukiwany ciąg kodowy; pierwsze dziesięć pozycji tego ciągu jest pozycjami informacyjnymi, pozostałe pięć — pozycjami kontrolnymi. Tworzenie ciągu kodowego ilustruje rys. 17. Ogól-



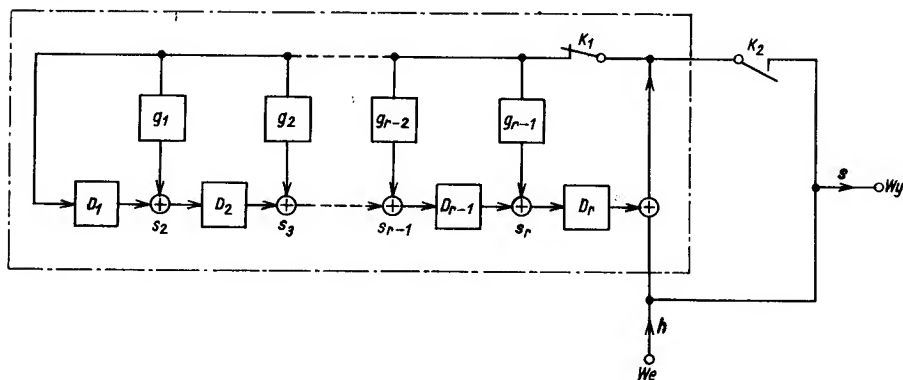
17. Tworzenie ciągu kodowego kodu cyklicznego: ciąg informacyjny $h(x)$ przesuwamy o pięć pozycji w lewo, co odpowiada mnożeniu przez x^5 , następnie dopisuje się resztę z podziału $x^5 h(x)$ przez $g(x)$

ny schemat kodera systematycznego kodu cyklicznego pokazano na rys. 18. Cykl pracy układu wynosi n taktów. Przed pierwszym taktom rejestr złożony z komórek D_i jest wyzerowany. Klucze K_1 i K_2 działają przeciwnie, w czasie pierwszych k taktów jest zwarty klucz K_1 , a rozwarty klucz K_2 , w pozostałych r taktach — na odwrót. Zasadniczą częścią kodera jest układ dzielenia przez wielomian $g(x)$, objęty na rysunku linią przerywaną. Układ dzielenia wyznacza resztę $r(x)$ z podziału iloczynu $x^r h(x)$ przez wielomian $g(x)$, którą w czasie taktów od $k+1$ do n dopisuje się do ciągu informacyjnego.

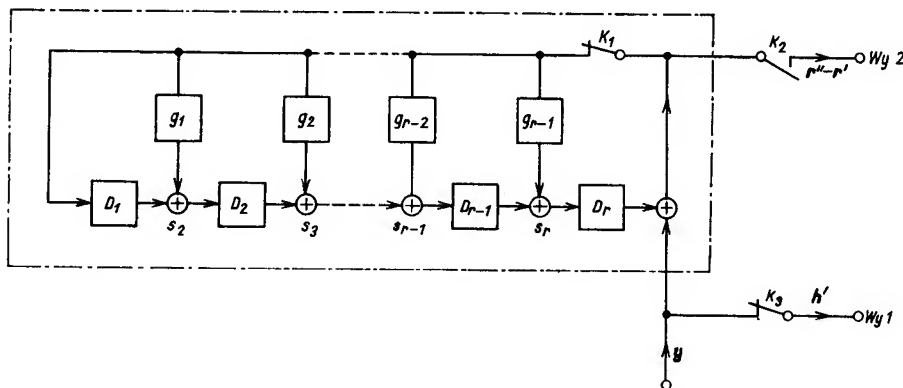
Dekodowanie detekcyjne systematycznych kodów cyklicznych jest bardzo proste. Dekoder (rys. 19) składa się z k -komórkowego rejestru służącego do zapamiętania odebranego ciągu informacyjnego $h'(x)$, z układu dzielącego wyznaczającego resztę $r''(x)$ z podziału $x^r h'(x)$ przez $g(x)$ oraz z układu porównującego obliczoną resztę $r''(x)$ z odebraną resztą $r'(x)$. Klucze K_1 i K_3 są zwarte, a klucz K_2 rozwarty podczas pierwszych k taktów, w pozostałych r taktach klucze K_1 i K_3 są rozwarte, a klucz K_2 zwarty. Decyzję o nadanym ciągu informacyjnym podejmuje się zgodnie z następującą regułą decyzyjną:

$$h^*(x) = \begin{cases} h'(x), & \text{jeżeli } r''(x) - r'(x) = 0 \\ „?”, & \text{jeżeli } r''(x) - r'(x) \neq 0 \end{cases} \quad (22)$$

Symbol „?” oznacza decyzję wymijającą — nie wiadomo, jaki ciąg został nadany. Ze względu na



18. Ogólny schemat koderu systematycznego kodu cyklicznego; D_1, D_2, \dots, D_r — stopnie opóźniające; $g_1, g_2, \dots, g_{r-1}, g_r$ — stałe mnożniki przybierające wartości 0 lub 1, przy czym $g_i = 0$ odpowiada przerwie, a $g_i = 1$ odpowiada zwarcii; s_1, s_2, \dots, s_r — sumatory modulo dwa; linią przerywaną objęto układ dzielenia przez wielomian $g(x)$



19. Schemat dekodera systematycznego kodu cyklicznego

prostą realizację techniczną koderów i dekodeków kody cykliczne znajdują szerokie zastosowanie praktyczne jako kody wykrywające błędy.

Dekodowanie korekcyjne kodów cyklicznych jest znacznie trudniejsze. Pełne wykorzystanie nadmiaru kodowego jest możliwe przy stosowaniu algebraicznych metod dekodowania. Dekodowanie korekcyjne metodami algebraicznymi jest skomplikowane (wymaga stosowania szybkich specjalizowanych komputerów), dlatego duże znaczenie praktyczne mają uproszczone (niealgebraiczne) metody dekodowania korekcyjnego, istniejące — niestety — tylko dla niektórych kodów cyklicznych.

Śród znanych metod uproszczonych na uwagę zasługują przede wszystkim metody *dekodowania większościowego*. W dekodowaniu większościowym decyzje dekodera nie dotyczą całego ciągu, lecz poszczególnych pozycji, przy czym decyzje te są podejmowane w wyniku swego rodzaju „głosowania” w odniesieniu do pewnych decyzji cząstkowych. Odmianą grupę uproszczonych metod korekcyjnego dekodowania kodów cyklicznych stanowią metody objęte wspólną nazwą *polowanie*

na błędy (ang. *error-trapping, burst-trapping*). W metodach tych błędy lokalizuje się na podstawie ogólnych cech odebranego ciągu, wykorzystując ponadto inwariantność kodu względem cyklicznych przesunięć jego ciągów kodowych. Na błędy są niejako zastawiane pułapki w obrębie ciągu — stąd nazwa metody.

Ważniejsze kody cykliczne. Długość kodu cyklicznego nie może być dowolna. Najliczniejszą grupę kodów cyklicznych stanowią kody o długości

$$n = p^m - 1 \quad (23)$$

przy czym: p — liczba pierwsza; m — liczba naturalna.

Bardzo liczną podgrupą ważnych kodów cyklicznych są *kody BCH*. Nazwa ich pochodzi od nazwisk twórców: R. C. Bose, D. K. Ray-Chaudhuri, A. Hocquenghem.

Jeśli $p = 2$, to mamy do czynienia z kodem dwójkowym BCH. Rozważany poprzednio kod cykliczny (15, 7) generowany przez wielomian $g(x) = x^8 \oplus x^7 \oplus x^6 \oplus x^4 \oplus 1$ jest kodem BCH z odległością minimalną $d_{\min} = 5$.

W systemie radiofonii satelitarnej umożliwiającym nadawanie 16 cyfrowych programów stereo-fonicznych (\rightarrow 4) stosuje się kod BCH (63,44). Ciągi kodowe tego kodu zawierają 63 bity, w tym 44 bity informacyjne i 19 bitów kontrolnych. Kod umożliwia korekcję dwóch błędów i wykrycie do pięciu błędów. Przy stopie błędu 10^{-3} nierozpoznane błędy pojawiają się przeciętnie raz na godzinę. Stosowanie kodów BCH jest najbardziej skuteczne wówczas, gdy mamy do czynienia z torem przesyłowym, w którym występują z dużą częstotliwością niezależne od siebie błędy pojedyncze. Na uwagę zasługuje również kod Golaya. Jest to kod dwójkowy BCH o parametrach (23,12) i $d_{\min} = 7$. Kod Golaya generują wielomiany $g(x) = x^{11} \oplus x^9 \oplus x^7 \oplus x^6 \oplus x^5 \oplus x \oplus 1$ lub $g(x) = x^{11} \oplus x^{10} \oplus x^6 \oplus x^5 \oplus x^4 \oplus x^2 \oplus 1$. Kod Golaya jest jedynym istniejącym kodem liniowym o $d_{\min} > 3$, który jest kodem idealnym, tzn. kodem w pełni wykorzystującym zawarty w nim nadmiar kodo- wy. Kod Golaya jest stosowany do zabezpieczenia nagłówka pakietu w standardzie DZ-MAC. W 23-bitowym ciągu kodowym jest 12 bitów informacyjnych i 11 bitów kontrolnych. Umożliwia on korekcję trzech błędów.

Jeżeli dla założonego n' nie istnieje kod cykliczny, to można — biorąc najbliższy kod cykliczny (n, k) z $n > n'$ — skonstruować tak zwany kod pseudocykliczny stosując procedurę skracania kodu (n, k) . Procedura skracania polega na wybraniu ze zbioru $\{s'(x)\}$ ciągów kodowych kodu pseudocyklicznego tylko takich ciągów kodowych (n, k) , które w pierwszych $n - n'$ pozycjach zawierają zera, a następnie na pominięciu tych zer (przesyłanie w kanale stałych zer nie ma sensu). Kody pseudocykliczne, zwane również skrótami kodami cyklicznymi, mają właściwości detekcyjno-korekcyjne nie gorsze niż kody wyjściowe. Ich ciągi kodowe nie spełniają natomiast twierdzenia o cyklicznym przesunięciu ciągu kodowego (stąd nazwa tych kodów). Przykład utworzenia kodu skróconego (5,2) z kodu cyklicznego (7,4) pokaza-

no w tabl. 3. Obydwa kody są generowane przez wielomian $g(x) = x^3 \oplus x \oplus 1$. Do tej grupy kodów należą m.in. zalecane przez CCITT¹⁾ systematyczne kody pseudocykliczne powstałe ze skrócenia kodu cyklicznego $(2^{15} - 1, 2^{15} - 17)$ o odległości minimalnej $d_{\min} = 4$, generowanego przez wielomian $g(x) = x^{16} \oplus x^{12} \oplus x^5 \oplus 1$.

Próbki sygnału fonicznego w standardzie DZ-MAC zabezpiecza się przez kontrolę parzystości (protekcja pierwszego stopnia) lub za pomocą wydłużonego kodu Hamminga (protekcja drugiego stopnia). Przy kwantowaniu liniowym protekcją obejmuje się 11 najbardziej znaczących bitów, protekcja drugiego stopnia wymaga wówczas zastosowania kodu (16,11). W przypadku zastosowania kompresji z 14 do 10 bitów protekcją obejmuje się 6 najbardziej znaczących bitów, do protekcji drugiego stopnia stosuje się kod (11,6).

Korekcja błędów seryjnych

Rozwój cyfrowych metod rejestracji dźwięku na taśmie magnetycznej, a także na płycie gramofonu cyfrowego spowodował konieczność opracowania skutecznych metod zabezpieczenia przed błędami seryjnymi, które pojawiają się w tego rodzaju nośnikach informacji.

Ważną dla praktyki klasą kodów korygujących błędy seryjne jest podklasa kodów cyklicznych zwanych kodami Fire'a, generowanych przez wielomiany o postaci

$$g(x) = (x^c \oplus 1)p(x) \quad (24)$$

przy czym $p(x)$ — wielomian pierwotny stopnia m ; c — liczba naturalna. Na przykład kod Fire'a (819,800) generowany przez wielomian $(x^{13} \oplus 1)(x^6 \oplus x \oplus 1)$ może skorygować serię błędów o długości l_1 , nie przekraczającej 6 i jednocześnie wykrywać drugą serię błędów o długości $l_2 \leq 12 - l_1$, lub wykrywać pojedyncze serie błędów o długości nie przekraczającej 19.

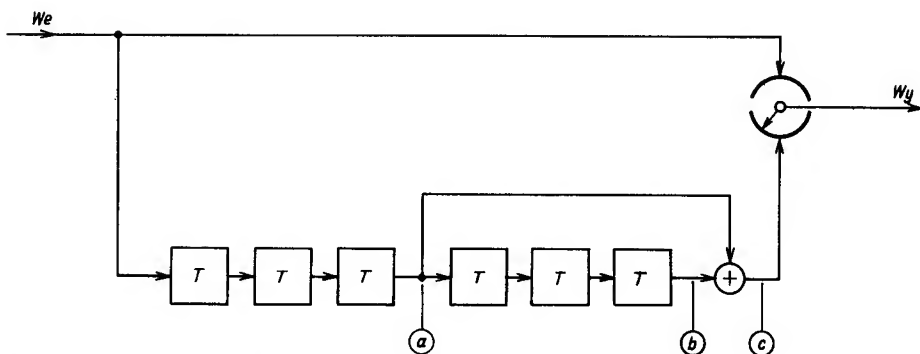
Do korygowania błędów seryjnych stosuje się również kody splotowe. Kody te różnią się od kodów blokowych tym, że kolejne sygnały elementarne obliczamy na podstawie poprzednio określonych sygnałów i bieżąco napływających informacji elementarnych. Proces kodowania splotowego jest więc procesem z pamięcią na m poprzednich bloków. Zasięg czasowy zależności występujących w procesie kodowania splotowego określa wielkość $N = (m + 1)n$, zwana wymuszoną długością bloku. Kod splotowy oznaczamy symbolem (N, n, k) . Zauważmy, że blokowy kod liniowy (n, k) możemy traktować jako graniczny przypadek kodu splotowego dla $m = 0$. Systematyczny kod splotowy, tzn. kod, w którym rolę pozycji informacyjnych odgrywa zbiór pierwszych k pozycji ciągu kodowego, nazywamy kodem rekurencyjnym.

Do grupy kodów rekurencyjnych umożliwiających korekcję serii błędów o długości l , nie prze-

Tablica 3. Ciągi kodowe dwójkowego kodu cyklicznego (7,4) i ciągu skróconego kodu (5,2) otrzymanego z kodu (7,4); obydwa kody są generowane przez wielomian $g(x) = x^3 \oplus x \oplus 1$

Kod (7,4)	Kod (5,2)
0000000	00000
0001011	01011
0010110	10110
0011101	11101
0100111	
0101100	
0110001	
0111010	
1000101	
1001110	
1010011	
1011000	
1100010	
1101001	
1110100	
1111111	

¹⁾ CCITT — Międzynarodowy Doradczy Komitet Telegraficzny i Telefoniczny.



20. Schemat kodera kodu Hagelbargera o parametrach (12,2,1)

kraczącej pewnej zadanej wartości b , należą kody Hagelbargera o parametrach $(N, n, n-1)$ lub $(N, n, 1)$.

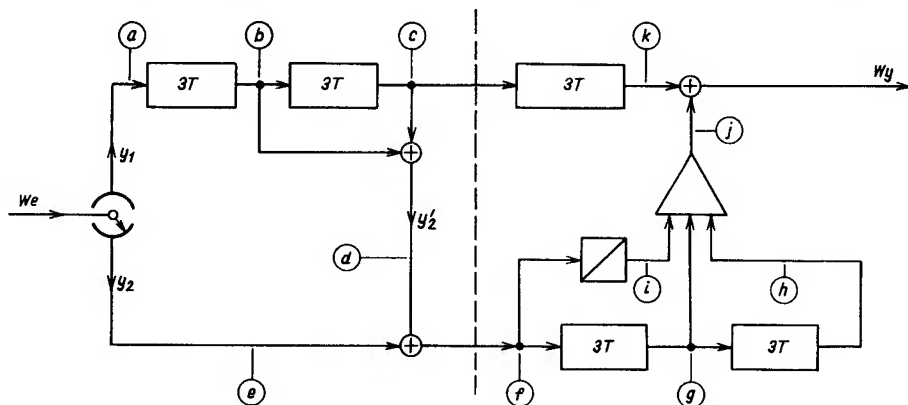
Jako przykład rozważmy prosty kod Hagelbargera (12, 2, 1). Schemat kodera tego kodu pokazano na rys. 20. Ciągi informacyjne są ciągami jednopozycyjnymi, ciągi kodowe — ciągami dwupozycyjnymi: pierwsza pozycja jest pozycją informacyjną, druga — pozycją kontrolną, utworzoną przez zsumowanie modulo dwa pozycji informacyjnych opóźnionych o 6 i 3 takty. Załóżmy, że na wejście kodera podano sekwencję ciągów informacyjnych H : 1, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 0, 1. Przebiegi w koderze, przy założeniu, że w chwili rozpoczęcia wrowadzania ciągów informacyjnych rejestry kodera były wyzerowane, mają postać pokazaną w tabl. 4.

Dekoder omawianego kodu przedstawiono na rys. 21. Składa się on z dwóch części. W lewej części na podstawie odbieranych pozycji informacyjnych y_1 są odtwarzane pozycje kontrolne y'_2 , które następnie są porównywane z odbieranymi pozycjami kontrolnymi y_2 . Wyniki porównania stanowią pozycje syndromu podawanego do prawej części układu, w której następuje korekcja odbieranych informacji. Pracę dekodera wyjaśniają przebiegi podane w tabl. 5.

Omawiany kod Hagelbargera koryguje poprawnie serie błędów o długości $l \leq 6$, pod warunkiem, że seria jest poprzedzona co najmniej dziewięcioma bezbłędnymi pozycjami informacyjnymi y_1 (strefa ciszy, ang. *guard-space*). Kody tego typu mogą być projektowane również na serie błędów o

Tablica 4. Przebiegi w koderze kodu Hagelbargera o parametrach (12,2,1)

W_e	1	0	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	1
a	0	0	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1	0
b	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	0
$c = a \oplus b$	0	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0
$W_y(W_e, c)$	10	00	00	11	10	10	00	11	11	01	00	00	10



21. Schemat dekodera kodu Hagelbargera o parametrach (12,2,1)

Tablica 5. Przebiegi w dekodерze kodu Hagelbargera

We kodera H	1	0	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Wy kodera S	10	00	00	11	10	10	00	11	11	01	00	00	10	00	00	00	00	00	00	00	00	00
Zakłócenia Z	00	11	11	11	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
We dekodera Y	10	11	11	00	10	10	00	11	11	01	00	00	10	00	00	00	00	00	00	00	00	00
$a = y_1$	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
b	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
c	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0
$d = b \oplus c = y'_2$	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	0
$e = y'_2$	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$f = d \oplus e$	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	0
g	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1
h	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1
$i = f \oplus 1$	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1
j	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
k	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1
Wy dekodera H^*	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	1

większej długości. Jeżeli maksymalną długość korygowanych serii błędów oznaczmy przez b , to łączna liczba komórek opóźniających w koderze wynosi b , a w dekodерze nie przekracza $2,5b$. Wymagana strefa ciszy jest nie większa niż $3b + 1$ (uwzględniając zarówno elementy informacyjne, jak i kontrolne).

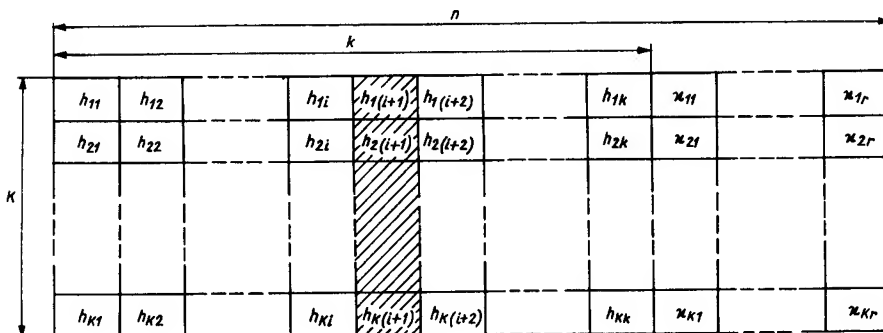
Uniwersalną, a przy tym skuteczną, metodą przeciwdziałania błędom seryjnym jest rozpraszanie sygnałów, a następnie ich grupowanie po stronie odbiorczej. Postępowanie takie jest równoważne rozrywaniu serii błędów, zwanym również *dekorelacją błędów*. Idea dekoracji błędów jest następująca. Ciągi informacyjne h umieszcza się w wierszach macierzy złożonej z K wierszy i k kolumn. Wiersze macierzy są kodowane kodem nadmiarowym (n, k) korygującym błędy o krotności nie przekraczającej t . W wyniku takiego postępowania powstaje macierz o K wierszach i n kolumnach, zwana *macierzą dekoracji* (rys. 22). Elementy

macierzy dekoracji wysyła się do kanału kolumnami, tzn. w następującej kolejności:

$$h_{11}, h_{21}, \dots, h_{K1}, h_{12}, \dots, h_{K2}, \dots, x_{1r}, \dots, x_{2r}, \dots, x_{Kr},$$

przy czym h_{ji} stanowi j -tą pozycję i -tego ciągu kodowego, a x_{ij} — j -tą pozycję kontrolną i -tego ciągu kodowego.

Jak widać, w czasie transmisji kolejne pozycje danego ciągu kodowego (wiersza macierzy dekoracji) są poprzedzane odpowiednimi pozycjami pozostałych $K - 1$ ciągów kodowych; dzięki temu średnio tylko $1/K$ błędów zawartych w serii pojawia się w każdym z K przesyłanych ciągów kodowych. Jeśli więc w czasie przesyłania kompletnej macierzy pojawi się seria błędów o długości nie przekraczającej Kt , to taka seria zostanie poprawnie skorygowana. Podobnie będzie przy pojawieniu się t serii błędów o długościach nie przekraczających K . Na rysunku 22 zaznaczono

22. Macierz dekoracji; obszar zakreskowany — przykładowa seria błędów o długości K

przykładową serię błędów o długości K (obszar zakresowany).

Teoretyczna analiza zagadnień dekorelacji jest trudna. Poprawę wierności transmisji, uzyskiwaną dzięki zastosowaniu dekorelacji błędów, ocenia się na podstawie wyników badań eksperymentalnych oraz wyników modelowania systemu z dekorelacją za pomocą komputerów. Wyniki badań wykazują, że istotną poprawę otrzymuje się, jeżeli stopień dekorelacji K wynosi ok. 300—500, oraz że praktycznie nie opłaca się stosować wartości K większych niż 1000. Ponadto warunkiem koniecznym uzyskania dodatniego wpływu dekorelacji na wierność transmisji jest zastosowanie dostatecznie silnego kodu protekcyjnego. Zabieg dekorelacji zwiększa bowiem ogólną liczbę bloków z błędami i przy zbyt małym t liczba błędnie zdekodowanych bloków może być większa przy dekorelacji niż bez niej. Doświadczenie wykazuje, że należy stosować kody, których zdolność korekcyjna wynosi 4 i więcej. Dekorelacja błędów wymaga stosowania pamięci buforowych o pojemności Kn komórek zarówno po stronie nadawczej, jak i po stronie odbiorczej. Ponadto w systemie z dekorelacją wiadomości są przekazywane do ujęcia z opóźnieniem, którego wielkość zależy od długości ciągu kodowego n oraz od stopnia dekorelacji K .

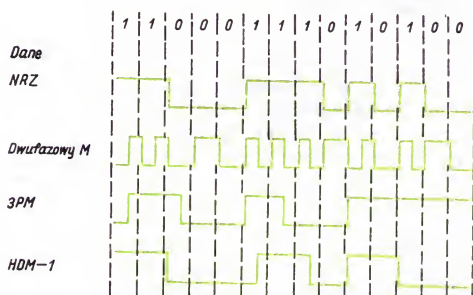
Rzeczywiste kanały ziarniste charakteryzują się zazwyczaj złożonymi rozkładami błędów, w związku z tym stosowanie kodów zwalczających tylko jeden rodzaj błędów (na przykład tylko błędy niezależne lub tylko błędy seryjne) daje często niewystarczające rezultaty. Istotnie, kod dobry w przypadku błędów niezależnych zawodzi na ogół w przypadku błędów seryjnych, a kody odporne na błędy seryjne (np. kod Hagelbargera) zapewniają poprawne skorygowanie serii błędów tylko wówczas, gdy w jej bezpośrednim otoczeniu (do ściśle określonej odległości) nie występują inne błędy. Złożony charakter rzeczywistych rozkładów błędów zachęca do stosowania kombinowanych metod zabezpieczenia. Przykładem takich metod może być **kodowanie kaskadowe**. Polega ono na kodowaniu przesyłanych informacji dwoma odpowiednio dobranymi kodami nadmiarowymi: najpierw kodem odpornym na błędy seryjne (kod zewnętrzny), a następnie kodem odpornym na błędy niezależne (kod wewnętrzny). Zazwyczaj jako kod zewnętrzny występuje kod BCH bądź też niedwójkowy kod cykliczny Reeda-Solomona. W procesie dekodowania kolejność postępowania jest odwrotna. Najpierw dekoduje się kod wewnętrzny (korygowanie błędów niezależnych), a następnie kod zewnętrzny (korygowanie błędów seryjnych).

Cyfrowe płyty dźwiękowe (Compact Disc) zabezpiecza się za pomocą kodu CIRC (ang. *Cross Interleave Reed Solomon Code*). Przy redundancji 33,3% umożliwia on korygowanie serii błędów o długości dochodzącej do 4000 bitów (ok. 2,5 mm długości ścieżki). W systemie CD stosuje się zarówno korekcję, jak i maskowanie błędów. Kod CIRC umożliwia maskowanie serii błędów (interpolacja) o długości do 12 300 bitów (ok. 7,7 mm długości ścieżki). Przy stopie błęd 10^{-3} maskowanie błędów zachodzi z częstotliwością 100 razy

na minutę, ale przy stopie błęd o rząd mniejszej (10^{-4}) już tylko raz na 10 h. Podobne kody znajdują zastosowanie przy zapisywaniu sygnałów cyfrowych na taśmie magnetycznej.

Kodowanie kanałowe

Kodowanie kanałowe polega na zmianie sygnału cyfrowego przed wprowadzeniem do transmisyjnego ogniwa toru, np. do toru zapisu i odczytu, na inny sygnał cyfrowy charakteryzujący się z jednej strony małą liczbą przejść (dzięki czemu można zwiększyć gęstość zapisu), z drugiej strony brakiem składowej stałej w widmie sygnału. Najprostszym, obecnie już nie stosowanym, kodem kanałowym jest kod NRZ (ang. *Non-Return-to-Zero* — bez powrotu do zera). Reguła tego kodu jest bardzo prosta: jedynie odpowiada wysokości poziom, zeru — niski poziom (rys. 23). Kolejnym etapem rozwoju kodowania kanałowego był kod dwufazowy M , zwany również kodem z modulacją częstotliwości impulsów lub kodem MANCHESTER I.



23. Przebiegi czasowe kodów kanałowych: NRZ, dwufazowy M , 3PM i HDM-1

W tym kodzie przejście z jednego poziomu na drugi następuje na początku każdego bitu. Dodatkowe przejście występuje w środku bitu „1”. Bity „0” nie mają przejść w środku. Kierunek (znak) przejścia nie ma znaczenia. Do zapisywania cyfrowego kod dwufazowy M był stosowany przy małych gęstościach zapisu (do 1600 bitów/cal). Dosyć dużą gęstość zapisu (do 40 kb/cal) można otrzymać stosując kod 3PM (ang. *3 Positions Modulation*). Zasada kodowania tym kodem polega na przetworzeniu 3-bitowych grup informacyjnych w grupy 6-bitowe. Wstępne przetworzenie odbywa się według reguły podanej w tabl. 6. Algorytm końcowego kodowania podano w tabl. 7 (rys. 23).

Kod HDM-1 (ang. *High-Density, Modulation* — modulacja o dużej gęstości) umożliwia osiągnięcie gęstości zapisu do ok. 50 kb/cal. Kod opracowała japońska firma Sony. Budowę kodu pokazano na rys. 24. Reguły kodowania są następujące:

- przejście między bitami „0” i „1” jest zmieniane na przejście w środku bitu „1”;
- dla kolejnych bitów „1” przejścia występują po każdej parze;

Tablica 6. Wstępna faza kodowania 3PM

Bity informacyjne	Miejsce przejścia					
	P1	P2	P3	P4	P5	P6
0 0 0	0	0	0	0	1	0
0 0 1	0	0	0	1	0	0
0 1 0	0	1	0	0	0	0
0 1 1	0	1	0	0	1	0
1 0 0	0	0	1	0	0	0
1 0 1	1	0	0	0	0	0
1 1 0	1	0	0	0	1	0
1 1 1	1	0	0	1	0	0

Tablica 7. Końcowa faza kodowania 3PM

Bity informacyjne	Wpływ sąsiednich ciągów		Miejsce przejścia							
	poprzednich	następnych	P6	P1	P2	P3	P4	P5	P6	
0 0 0	x	0	0	0	0	0	0	1	0	
0 0 0	x	1	0	0	0	0	0	0	1	
0 0 0	x	x	0	0	0	0	1	0	0	
0 1 0	x	x	0	0	1	0	0	0	0	
0 1 1	x	0	0	0	1	0	0	1	0	
0 1 1	x	1	0	0	1	0	0	0	1	
1 0 0	x	x	0	0	0	1	0	0	0	
1 0 1	0	x	0	1	0	0	0	0	0	
1 0 1	1	x	1	0	0	0	0	0	0	
1 1 0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	
1 1 0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	
1 1 0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	
1 1 0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	
1 1 1	0	x	0	1	0	0	1	0	0	
1 1 1	1	x	1	0	0	0	1	0	0	

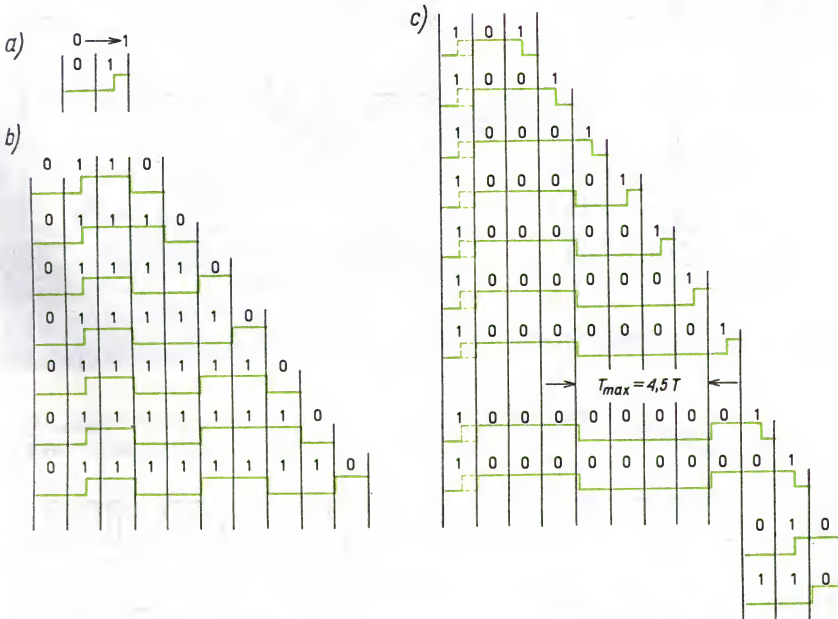
— jeśli trzy bity „1” występują tuż przed bitem „0”, to przejście występuje na zboczu między „1” i „0”;

— ciągi bitów „0” są kodowane następująco:

- 1) jeśli ciągi bitów „0” są poprzedzone przejściem występującym na granicy bitu, to dla kolejnych „0” przejście może wystąpić na granicy między czwartym i piątym „0” dla ciągu zawierającego co najmniej pięć „0”;
- 2) jeśli ciągi bitów „0” są poprzedzone przejściem występującym w środku bitu, to dla kolejnych „0” przejście może wystąpić na granicy między trzecim a czwartym „0” dla ciągu zawierającego przynajmniej cztery „0”.

Zwielokrotnianie

Bardzo często zachodzi potrzeba jednoczesnej transmisji wielu sygnałów jednym torem. Potrzeba ta jest wyraźnie widoczna w przypadku torów radiowych. Fale elektromagnetyczne emitowane przez anteny nadajników radiofonicznych i telewizyjnych rozchodzą się we wszystkich kierunkach. Do określonego punktu docierają sygnały od wielu radiostacji. Wybór żądanej stacji jest możliwy dzięki selektywnym właściwościom odbiornika radiowego oraz dzięki przydzieleniu różnym radiostacjom różnych kanałów częstotliwościowych (wąskich pasm częstotliwości wokół częstotliwości znamionowej radiostacji). Odbiornik radiowy odgrywa w tym przypadku m.in. rolę filtru środkowoprzepustowego, umożliwiającego oddzielenie pożądanego sygnału od wielu sygnałów docierających do anteny odbiorczej. System telekomunikacyjny, w którym jest możliwa transmisja wielu



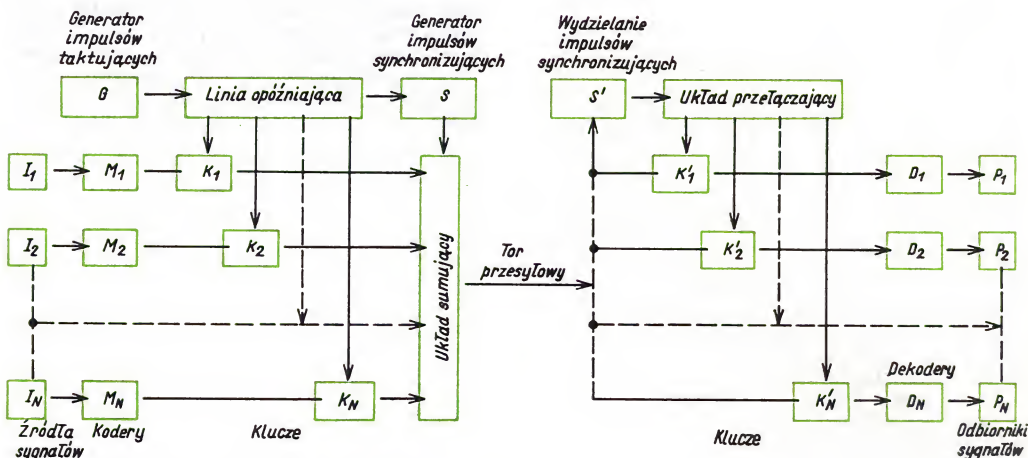
24. Zasady kodowania kodem HDM-1: a) przejście „0” — „1”; b) kolejne „1”; c) kolejne „0”

sygnałów jednym torem (niekoniecznie radiowym) i rozdzielenie ich po stronie odbiorczej przez zastosowanie filtrów środkowoprzepustowych, nazywa się *systemem wielokrotnym z podziałem częstotliwości* (ang. *Frequency Division Multiplex — FDM*).

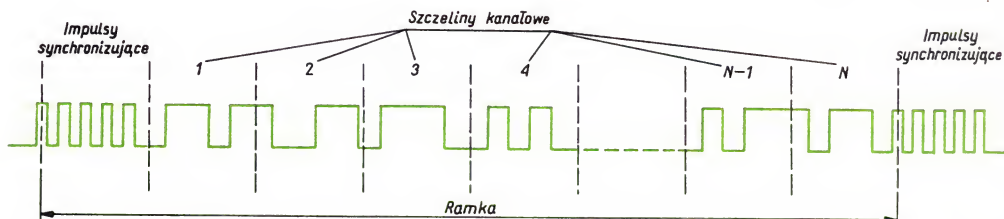
W systemach telekomunikacji cyfrowej również istnieje możliwość jednoczesnej transmisji wielu sygnałów jednym torem i rozdzielenia ich po stronie odbiorczej, chociaż każdy sygnał ma na ogół jednakowe pasmo częstotliwości równe szerokości pasma toru transmisyjnego. Na przykład w radiofonii satelitarnej (\rightarrow 4) jednym kanałem częstotliwościowym (jeden tor radiowy) przesyła się 16 stereofonicznych lub 32 monofoniczne programy radiowe, a ponadto dodatkowe informacje identyfikujące nadajnik oraz rodzaj nadawanej audycji. Takie systemy opierają się na ścisłym uporządkowaniu struktury czasowej poszczególnych sygnałów i noszą nazwę *systemów wielokrotnych z podziałem czasu* (ang. *Time Division Multiplex — TDM*).

Kontynuujemy przykład radiofonii satelitarnej. Próbkę każdego sygnału fonicznego są pobierane w odstępach co 31,25 μ s (częstotliwość próbkowania 32 kHz). Do kodowania próbek stosuje się ciągi 14-bitowe, a każdy bit reprezentuje impuls o długości nieco mniejszej niż 0,1 μ s. Czas potrzebny

do przesłania jednej próbki wynosi więc ok. 1,4 μ s, co stanowi tylko 4,4% okresu próbkowania. Między ciągami reprezentującymi kolejne próbki jednego sygnału fonicznego jest więc bardzo dużo „pustego miejsca”, które można wykorzystać do przesyłania próbek innych sygnałów fonicznych. W radiofonii satelitarnej tych sygnałów jest 16 (dalsze zwielokrotnienie do 32 niezależnych sygnałów odbywa się przez fazowy rozdział kanałów). Zajmują one łącznie 70% okresu próbkowania. Pozostały czas jest wykorzystany do przesyłania bitów kontrolnych, dodatkowych informacji (identyfikacja nadajnika, określenie rodzaju audycji) oraz sygnału synchronizacji. Schemat systemu wielokrotnego z podziałem czasu zobrazowano na rys. 25. Poszczególne źródła sygnałów fonicznych I_n są łączone za pomocą kluczy K_n i K'_n z odpowiadającymi im odbiornikami P_n . W czasie zamknięcia kluczy K_n i K'_n do dyspozycji źródła I_n i odbiornika P_n jest oddany cały tor przesyłowy. Częstotliwość przełączania kluczy jest równa częstotliwości próbkowania. Zamknięcie kluczy po stronie nadawczej i odbiorczej musi odbywać się synchronicznie. W tym celu po stronie nadawczej generuje się impulsy synchronizujące, które przesyła się wraz z impulsami niosącymi informację do odbiornika. Wydzielone po stronie odbiorczej impulsy synchronizujące sterują układ przełączający



25. Schemat systemu wielokrotnego z podziałem czasu; N — krotność systemu



26. Struktura ramki sygnału wielokrotnego z podziałem czasu

nia kluczy K'_1, K'_2, \dots, K'_N . Po zamknięciu kluczy K_N i K'_N następuje zakończenie jednego cyklu przesyłania informacji i rozpoczyna się następny cykl od zamknięcia kluczy K_1 i K'_1 . Zbiór impulsów informacyjnych i synchronizujących zawartych w jednym cyklu nazywamy *ramką* (rys. 26). Przedział czasu przeznaczony do przesłania jednej informacji nazywa się *szczeliną kanałową*. Szczeliny kanałowe nie muszą mieć jednakowej szerokości.

Jerzy Auerbach

2. Dyskofon CD

Dyskofon CD — gramofon cyfrowy, odtwarzający sygnał foniczny, zarejestrowany w postaci cyfrowej na płycie, tzw. fonodysku, za pomocą wiązki światła laserowego. Dyskofon CD jest pierwszym urządzeniem elektronicznym powszechnego użytku, w którym zastosowano cyfrowy zapis dźwięku. Podstawowe



jego właściwości wynikające z wykorzystania technik cyfrowej i laserowej są następujące:

- szerokie pasmo przenoszenia (20 Hz—20 kHz) z pomijalnie małą nierównomiernością charakterystyki;
- dynamika przekraczająca 90 dB;
- tłumienie między kanałami stereofonicznymi większe niż 90 dB;

LITERATURA

1. Bem D. J., Kulesza B. W.: Cyfryzacja dźwięku. *Audio-Video*, nr 1/86, 2/86, 3/86, 4/86, 1/87, 2/87, 3/87.
2. Picot J. P.: *Introduction a l'audio-numerique*. Editions Radio, Nancy 1984.
3. Thomsen D.: *Digitale Audiotechnik*. Franzis-Verlag GmbH, München 1983.

— zniekształcenia nieliniowe mniejsze niż 0,005%;

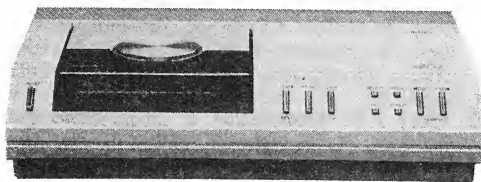
— gęstość zapisu, umożliwiającą zarejestrowanie 1-godzinnego programu na dysku o średnicy 12 cm.

Dyskofon znacznie przewyższa pod względem wierności odtwarzania wszystkie pozostałe urządzenia hi-fi. Dodatkową jego zaletą jest duża odporność na zadrapania i zabrudzenia eksploatacyjne fonodysku. Małe wymiary fonodysku oraz niewrażliwość na wstrząsy przy odczycie umożliwiły zastosowanie dyskofonu nie tylko jako urządzenia stacjonarnego, lecz również jako odtwarzacza samochodowego i spacerowego.

Krótką historia

Dyskofon CD wprowadzono na rynek z zamiarem zastąpienia gramofonu analogowego, który do tychczas był najsłabszym ogniwem sprzętu hi-fi. Wynalazek dyskofonu nie był wynikiem świadomego przedsięwzięcia mającego na celu polepszenie jakości muzycznych nagrań płytowych. Podejmowane wysiłki nad usprawnieniem gramofonu szły raczej w kierunku poprawy konstrukcji ramienia (np. ramię tangencjalne), lepszego dostosowania kształtu igły do geometrii rowka oraz poprawy jakości zapisywania. Wprowadzane innowacje miały nieproporcjonalnie mały wpływ na podniesienie poziomu odtwarzania dźwięku w porównaniu z wysokością kosztów, jakie ponoszono. Dyskofon CD zmienił sytuację radykalnie. Dlatego znalazł licznych nabywców i wypiera z rynku gramofon analogowy.

System CD (Compact Disc) powstał w laboratorium firmy Philips (rys. 1), jako niezamierzony początkowo, uboczny efekt prac nad *dyskowidem*, tj. urządzeniem do rejestracji obrazu na płycie. System rejestracji obrazu znany jako *Laser Vision* (LV) nie wszedł do powszechnego użytku. Na



1. Pierwszy model dyskofonu firmy Philips

przeszkodzie stała gwałtownie wzrastająca popularność magnetowidów. Autorzy systemu LV wykorzystali natomiast nabyte doświadczenia w stosowaniu techniki laserowej do rejestracji dźwięku na płycie. Nawiązali ponadto współpracę z firmą Sony, znaną ze swego dorobku w zakresie kodowania sygnałów cyfrowych. Związek ten zaowocował dojrzalym produktem. Główni twórcy systemu Compact Disc, Holender Lodawijk Ottens i Japończyk Toshidata Doi, otrzymali w 1981 r. za swą pracę nagrodę Eduarda Rheina, cenioną przez elektroników na równi z nagrodą Nobla. W 1983 r. system CD zaakceptowano niemal powszechnie jako zunifikowany system światowy. Jest to jeden z niewielu przypadków pojawienia się nowego w skali światowej wyrobu, którego normalizację systemową przeprowadziła IEC jeszcze przed jego ukazaniem się na rynku. Oficjalna nazwa zunifikowanego systemu brzmi: *Compact Disc Digital Audio*. Najzagorzalszym przeciwnikiem systemu CD była firma JVS (Victor Company of Japan), która przeciwstawiła mu swój dyskofon systemu AHD (*Audio High Density*), oparty na technice odczytu pojemnościowego.

Zasada działania systemu CD

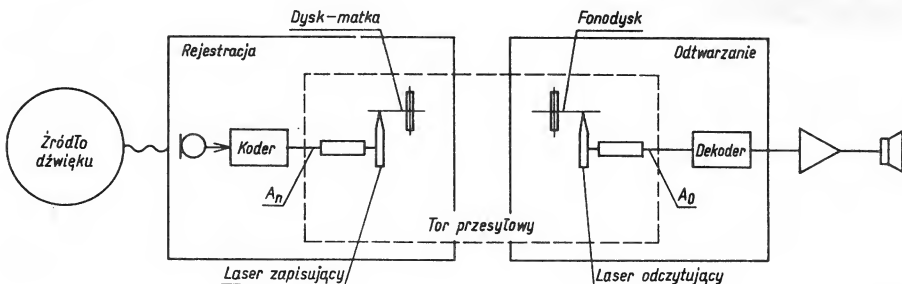
System CD można potraktować jako tor telekomunikacyjny (rys. 2), za pomocą którego np. muzyka z sali koncertowej jest przesyłana do mieszkania odbiorcy indywidualnego. W wyniku przekształcenia w mikrofonie dźwięku w sygnał elektryczny analogowy, a następnie przetworzenia w koderze sygnału analogowego na cyfrowy powstaje na wyjściu kodera odpowiednio ukształtowany strumień bitów A_n . Strumień ten służy do włączania i wyłączania lasera zapisującego sygnał cyfrowy wzdłuż spirali na dysku-macie. Wytłoczono

ne w trakcie procesu produkcyjnego fonodyski, stanowiące wierną kopię dysku-matki, są odtwarzane w odczytywaczach laserowych. Strumień laserowy odbity od ścieżki zapisu, modulowany sygnałem cyfrowym wytwarza strumień bitów A_0 , który powinien być identyczny ze strumieniem A_n . Koder i dekodek sygnału cyfrowego, potraktowane jako nadajnik i odbiornik, są połączone torem przesyłowym, w skład którego wchodzi: urządzenie do nacinania dysku-matki, fonodysk i odczytywacz laserowy. Jakość przenoszenia sygnału przez koder i dekodek jest bardzo wysoka dzięki zastosowaniu techniki cyfrowej. Jakość odtwarzania całego systemu, tj. uzyskanie na wyjściu dekodera strumienia bitów A_0 , z którego można zrekonstruować strumień bitów A_n , zależy więc głównie od jakości toru przesyłowego, a w nim od odczytywacza laserowego i fonodysku, urządzeń wytwarzanych wielkoseryjnie, które z założenia nie mogą być wykonywane ze zbyt ostrymi tolerancjami. Te niewrażliwe punkty systemu wymagały zupełnie nowych rozwiązań.

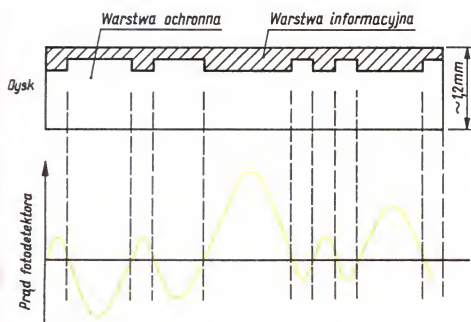
Fonodysk

Zapis cyfrowego sygnału fonicznego na dysku składa się z ciągu zagłębień (ang. *pit*), o różnych długościach i odstępach, tworzących spiralną ścieżkę zapisu. Długość zagłębień, jak również odstępów między nimi, odpowiada liczbie „zer” (0), brzegi zaś, tj. początek i koniec zagłębień, odpowiadają „jedynek” (1) zarejestrowanego sygnału cyfrowego. W systemie CD udało się bowiem tak skonstruować sygnał cyfrowy, że bity odpowiadające „jedynek” występują w nim zawsze pojedynczo, tzn. „jedynki” są odseparowane od siebie pewną liczbą bitów „zerowych”. Sposób tworzenia sygnału cyfrowego będzie omówiony później.

Strumień laserowy śledzący ścieżkę zapisu, tak jak igła — rowek w płycie gramofonowej, jest odbijany do ciągu zagłębień i pada na fotodetektor. Przebieg prądu fotodetektora odpowiada modulacji odbitego promienia laserowego i zawiera informację o zapisanym na dysku sygnale. W celu zapewnienia wierności odtwarzania konieczne jest, aby przejście prądu fotodetektora przez poziom zerowy odpowiadało precyzyjnie brzegom każdego zagłębień na ścieżce zapisu (rys. 3). Poza tymi punktami kształt przebiegu prądu nie ma



2. System CD jako tor telekomunikacyjny



3. Przebieg prądu fotodetektora odpowiadający rozmieszczeniu zagłębień na dysku (przekrój wzdłuż ścieżki zapisu)

większego znaczenia, jeśli tylko prąd jest dostatecznie duży, aby mógł być rozpoznany i wzmacniony. Po wzmacnieniu i obciążeniu prądu detektora powstaje ciąg impulsów prostokątnych o długości wyznaczonej przez kolejne przejścia prądu przez poziom zerowy, co umożliwia wierne odtwarzanie ciągów kodowych, za pomocą których jest zasyfrowany sygnał foniczny.

Gęstość informacji zarejestrowanej na fonodysku jest bardzo duża. Elementarna jednostka informacji zajmuje średnio powierzchnię ok. $1 \mu\text{m}^2$. Średnica skupionego promienia laserowego śledzącego ścieżkę wynosi ok. $1 \mu\text{m}$. Odległość między sąsiednimi zwojami spirali jest równa $1,6 \mu\text{m}$, szerokość zagłębień $0,5 \mu\text{m}$, a ich głębokość $0,11 \mu\text{m}$. Długość zagłębień i odstępów między nimi wzdłuż ścieżki zapisu, proporcjonalna do liczby sąsiadujących ze sobą „zer” w sygnale cyfrowym, waha się od $0,84$ do ok. $4 \mu\text{m}$. Spirala zapisu nie pokrywa całej powierzchni dysku. Średnica zwoju początkowego (najmniejszego) wynosi 50 mm , a zwoju końcowego (największego) — 116 mm . Odtwarzanie dysku odbywa się od środka ku brzegowi płyty. Czas odtwarzania może wynosić 60 — 70 min. Spirala zapisu jest wytłoczona jednostronnie w warstwie informacyjnej o grubości $0,2 \text{ mm}$. Ta warstwa jest pokryta przezroczystą warstwą ochronną wykonaną z poliwęglanu. Całkowita grubość dysku wynosi $1,2 \text{ mm}$. Ponieważ adapter laserowy znajduje się z reguły w niższej części dyskofonu, dysk przy odczytywaniu jest zwrócony wartością ochronną ku dołowi (por. rys. 11). (Niektóre źródła podają liczby różniące się nieco od tu podanych).

Zapis sygnału cyfrowego na dysku

Przetwarzanie sygnału analogowego na cyfrowy w systemie CD odbywa się z częstotliwością próbkowania $f_p = 44056 \text{ Hz} \approx 44,1 \text{ kHz}$.

Została ona wybrana tak, aby — zgodnie z zasadą cyfryzacji sygnału analogowego — zapewnić przeniesienie bez zniekształceń pasma akustycznego z górną częstotliwością graniczną $f_g = 20 \text{ kHz}$ oraz ułatwić oddfiltrowanie pasma użytkowego po ponownym przetworzeniu sygnału cyfrowego na

analogowy. Do kodowania próbek wybrano kod 16-bitowy. W ten sposób zapewniono dostatecznie dużą dynamikę, zgodnie z zależnością

$$\frac{S}{N} = 6n + 1,8 \text{ dB}$$

przy czym n — liczba bitów w przyjętym ciągu kodowym.

W systemie CD wartość teoretyczna stosunku sygnału do szumu wynosi $97,8 \text{ dB}$.

Kod 16-bitowy został wybrany eksperymentalnie. Przy kodowaniu 14-bitowym stwierdzono podczas odsłuchu słyszalny poziom szumów. 16-bitowy przetwornik A/C jest wprawdzie dość kosztowny, zwłaszcza że musiał być specjalnie zaprojektowany i wyprodukowany dla systemu CD, lecz zapewnił bezkonkurencyjną wierność odtwarzania.

Zarejestrowany na fonodysku sygnał cyfrowy jest sygnałem złożonym. W jego skład wchodzi:

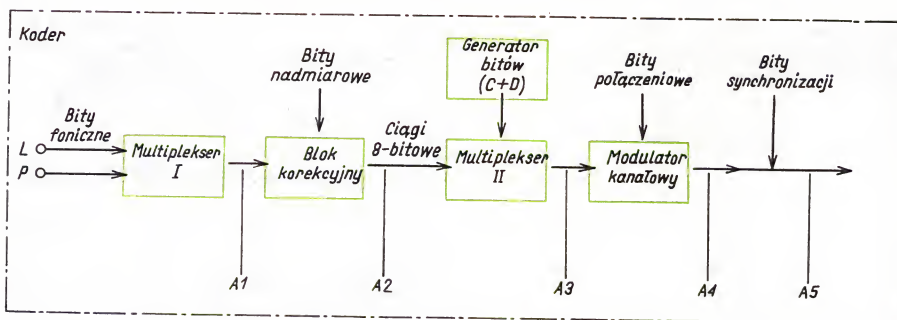
- ciągi kodowe reprezentujące sygnały foniczne;
- ciągi tzw. subkodowe, niosące informację dodatkową (ang. *Control and Display* — C + D), co zostanie wyjaśnione dalej;
- ciągi kodu nadmiarowego dodane w wyniku zastosowania kodu korekcyjnego;
- ciągi kodowe z zasyfrowanym sygnałem synchronizacji, umożliwiającym w dyskofonie precyzyjne odtworzenie taktu bitowego zastosowanego w koderze.

Wszystkie sygnały składowe są ze sobą stopniowo *multipleksowane* w koderze i tworzą ostatecznie strumień bitów A_n . Nie wszystkie sygnały składowe są jednak reprezentowane w złożonym sygnale cyfrowym z jednakową częstotliwością. Podczas gdy sygnały obu kanałów stereofonicznych występują w każdym okresie próbkowania, sygnały pomocnicze są przesyłane z różną, zawsze mniejszą częstotliwością niż częstotliwość próbkowania. Częstotliwość najrzadziej przesyłanego sygnału pomocniczego określa czas trwania pakietu bitów o jednakowej strukturze, czyli tzw. *ramki*. Czas trwania ramki w strumieniu A_n wynosi $136 \mu\text{s}$ i jest równy 6 okresom próbkowania. Budowa ramki sygnału będzie objaśniona w następnych rozdziałach, a jej strukturę przedstawiono na rys. 9.

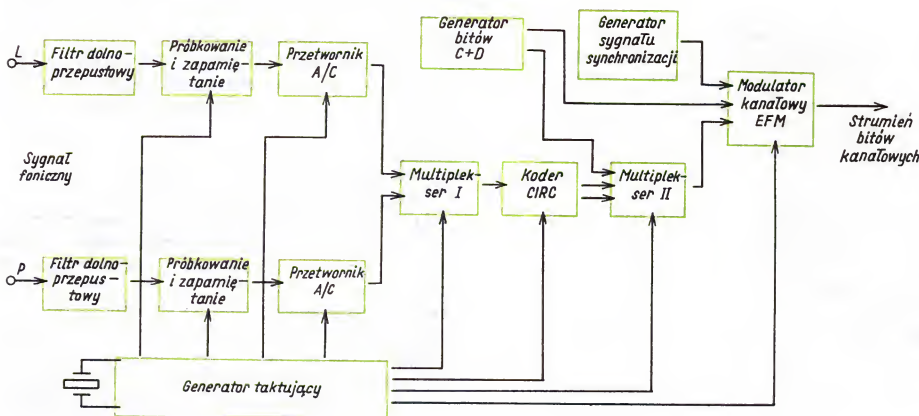
Kodowanie sygnału fonicznego

Multipleksowanie sygnałów stereofonicznych. Przy tworzeniu złożonego sygnału cyfrowego w koderze można wyróżnić 5 faz: A_1 , A_2 , A_3 , A_4 i A_5 — odpowiadających czterem różnym strumieniom bitów (rys. 4).

Przetwarzanie sygnału fonicznego w kolejnych blokach koderu zilustrowano na rys. 5. Zamiana analogowych sygnałów fonicznych na cyfrowe następuje oddzielnie w każdym kanale. Przed próbkowaniem sygnały analogowe są przepuszczane przez filtry dolnoprzepustowe o częstotliwości $f_g = 20 \text{ kHz}$. W ten sposób zostaje spełniony warunek wynikający z II zasady Shannona, mający na celu zapobieżenie powstawaniu *zniekształceń nieliniowych* (ang. *aliasing*). W kolejnych blo-



4. Schemat tworzenia złożonego sygnału cyfrowego w koderze



5. Schemat blokowy kodera systemu Compact Disc

kach obu kanałów następuje *próbkiwanie*, chwilowe przetrzymywanie wartości próbki w pamięci (ang. *hold*) i *kodowanie próbek*, które na wyjściu przetwornika przybierają postać ciągów 16-bitowych. Czas trwania *ciągu kodowego* reprezentującego próbkę jednego kanału stereofonicznego jest równy połowie okresu próbkiowania ($1/2 T_p$). W multiplexersie I ciągi kodowe obu kanałów stereofonicznych są umieszczone jeden za drugim i zajmują cały okres próbkiowania.

Przeplątność binarna cyfrowego sygnału fonicznego na wyjściu multiplexera I (faza A_1) wynosi

$$P_b = 2 \text{ kanały} \times 16 \text{ bitów} \times 44,1 \text{ kHz} = 1411,2 \text{ Kb/s}$$

Postać sygnału w fazie A_1 przedstawiono na rys. 9.

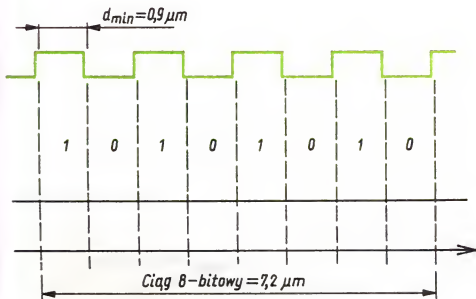
Kodowanie korekcyjne CIRC. Kod korekcji błędów stosowany w systemie CD składa się z dwóch kodów liniowych Reeda-Solomona, które się wzajemnie krzyżują (ang. *cross*) i przeplatają (ang. *interleave*); stąd nosi nazwę *Cross-Interleaved-Reed-Solomon-Codes*, w skrócie *CIRC* (1).

W bloku kodu korekcyjnego CIRC każdy 16-bitowy ciąg kodowy jest traktowany ze względów operacyjnych jako 2 oddzielne ciągi 8-bitowe. W

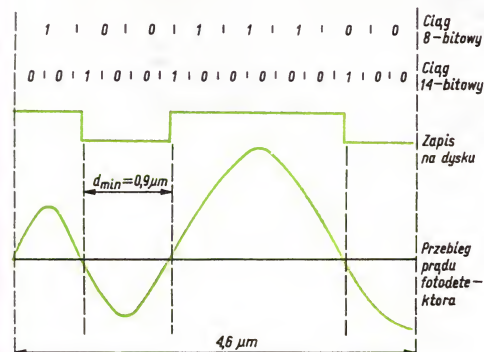
fazie A_2 (rys. 9) występują więc 24 foniczne ciągi 8-bitowe. W wyniku kodowania korekcyjnego następuje uzupełnienie każdej ramki o *ciągi nadmiarowe* (ang. *parity bits*) — zwane również parytetowymi — także 8-bitowe, umieszczone po 4 po każdych 12 ciągach fonicznych. Jednocześnie następuje przeplatanie ciągów, tj. ich przemieszczenie wzajemne za pomocą linii opóźniających według określonego, zaprogramowanego przez kod CIRC porządku. W kolejnej fazie A_3 każdy z ciągów fonicznych sąsiaduje z innym ciągiem, niż to miało miejsce przy opuszczaniu przez sygnał multiplexera I, jak to zaznaczono strzałkami na rys. 9. Tak uszeregowany strumień ciągów jest w tej fazie uzupełniony w multiplexersie II o nowy 8-bitowy ciąg subkodowy $C+D$ jeden na ramkę. Sygnał cyfrowy w fazie A_3 zawiera 33 ciągi 8-bitowe.

Kodowanie kanałowe EFM. Do zarejestrowania na dysku 33 ciągów po 8 bitów, tj. 264 bitów, przy rozdzielczości wybierania promieniem laserowym równej ok. $0,9 \mu\text{m}$, należałoby zająć odcinek spirali zapisu o długości $0,2376 \text{ mm}$. Twórcy systemu CD opracowali jednak kod kanałowy, który zwiększa gęstość zapisu o 25%. Nosi on nazwę *modulacji 8/14* lub *EFM* (ang. *Eight-to-Fourteen Modula-*

tion). W modulatorze EFM każdy ciąg 8-bitowy jest zamieniany na ciąg 14-bitowy o specjalnej budowie (faza A_4). Chociaż nowy ciąg zawiera prawie 2 razy więcej bitów, może być zarejestrowany na krótszym odcinku. Modulacja kanałowa przebiega następująco. Do przedstawienia każdego z 256 ciągów kodu 8-bitowego posłużono się wybranymi ciągami z kodu 14-bitowego, a mianowicie takimi, w których bit „1” występuje wyłącznie pojedynczo i jest oddzielony od innego bitu „1” co najmniej 2, lecz nie więcej niż 10 bitami „0”. Ciągów kodu 14-bitowego spełniających ten warunek jest 267. Po skreśleniu 11 z nich stworzono rodzaj słowniczka elektronicznego, który w modulatorze EFM dokonuje odpowiedniej zamiany ciągów. Ponieważ bit „1” występuje zawsze samotnie, przyjęto, że długości zagłębień i odległości między nimi będą reprezentować wyłącznie ciągi bitów „0”, brzozy zagłębień będą odpowiadać bitowi „1”. W ten sposób bit „1” nie zajmuje miejsca na dysku. Warunek, aby minimalna liczba sąsiadujących bitów „0” była równa 2, umożliwia zarejestrowanie na minimalnej odczytywalnej przez laser długości $d_{\min} \approx 0,9 \mu\text{m}$ dwóch bitów „0”. Jak widać z rys. 6 i 7, przy tym założeniu można zapisać 14-bitowy ciąg kanałowy znacznie gęściej niż 8-bitowy ciąg foniczny. Przyjęte dla kodu kanałowego EFM warunki brze-

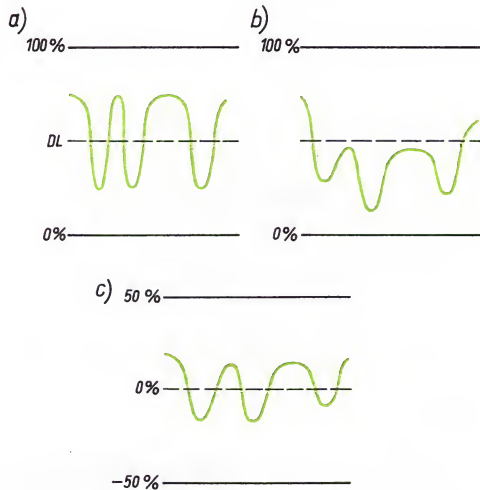


6. Prąd dekodera przy odtworzeniu typowego ciągu 8-bitowego. Minimalny wykrywalny ślad zapisu d_{\min} zawiera tylko 1 bit tego ciągu



7. Prąd detektora po modulacji EFM. Minimalny wykrywalny ślad zapisu d_{\min} zawiera więcej niż 2 bity ciągu 14-bitowego

gowe muszą również obowiązywać w strefie granicznej, między kolejnymi ciągami 14-bitowymi. W tym celu, po konwersji 8/14, dodaje się do każdego ciągu 14-bitowego trzy bity połączeniowe (ang. *merging bits*), dobierane każdorazowo w zależności od rodzaju bitów granicznych występujących w ciągach sąsiadujących. Dzięki temu, że liczba sąsiadujących w sygnale cyfrowym zer („0”) jest ograniczona, w widmie sygnału cyfrowego nie występują częstotliwości mniejsze niż 20 Hz. Jest to istotne z dwóch względów. Po pierwsze, do sterowania układów serwo mechanicznych odczytywacza laserowego używa się sygnałów o częstotliwościach od 20 Hz, należy więc zapobiec interferencji między nimi a sygnałem fonicznym. Po drugie, w celu poprawienia kształtu sygnału odczytanego z zabrudzonej płyty prąd z fotodetektora przechodzi przez filtr obcinający częstotliwości mniejsze niż 20 Hz (rys. 8). Gdyby



8. Sygnał cyfrowy odczytany: a) z płyty czystej; b) z płyty bardzo zabrudzonej; c) po przepuszczeniu sygnału (b) przez filtr obcinający częstotliwości mniejsze niż 20 Hz; DL—poziom progowy

pasmo sygnału cyfrowego zawierało częstotliwości użyteczne z zakresu 0-20 Hz, operacja ta nie byłaby możliwa. Strumień bitów kanałowych jest uzupełniony w kodzie sygnałem synchronizacji (faza A_5), składającym się z 24 bitów podstawowych oraz 3 bitów połączeniowych. W fazie A_n ramka zawiera więc 588 bitów kanałowych. Dzięki modulacji kanałowej EFM na powierzchni dysku o średnicy 12 cm można zarejestrować ponad godzinne nagranie; jest to duża zaleta systemu CD w porównaniu z płytą gramofonową.

Sygnał identyfikacji

Aby umożliwić szybki dostęp do dowolnego miejsca na fonodysku, czego — w odróżnieniu od gramofonu analogowego — nie można przeprowadzić za pomocą kontroli wzrokowej, w sygnale cyfrowym zarezerwowano miejsce na tzw. *sygnał*

identyfikacji. Do wyboru podczas odtwarzania odpowiedniego nagrania służy 8-bitowy ciąg subkodowy. Zajmuje on 1/33 miejsca w każdej ramce, a więc trwa tylko 4 μ s. Dzięki niemu można nie tylko śledzić na wskaźniku umieszczonym na płycie czołowej dyskofonu miejsce aktualnego odtwarzania ścieżki zapisu, lecz również, korzystając z mikroprocesora wbudowanego w dekodery, programować kolejność odtwarzania utworów oraz śledzić czas, jaki upłynął lub pozostaje do zakończenia danego utworu, programu czy całego dysku. Ciąg subkodowy nosi również nazwę *ciągu „sterowania i wyświetlania”* (ang. control and display).

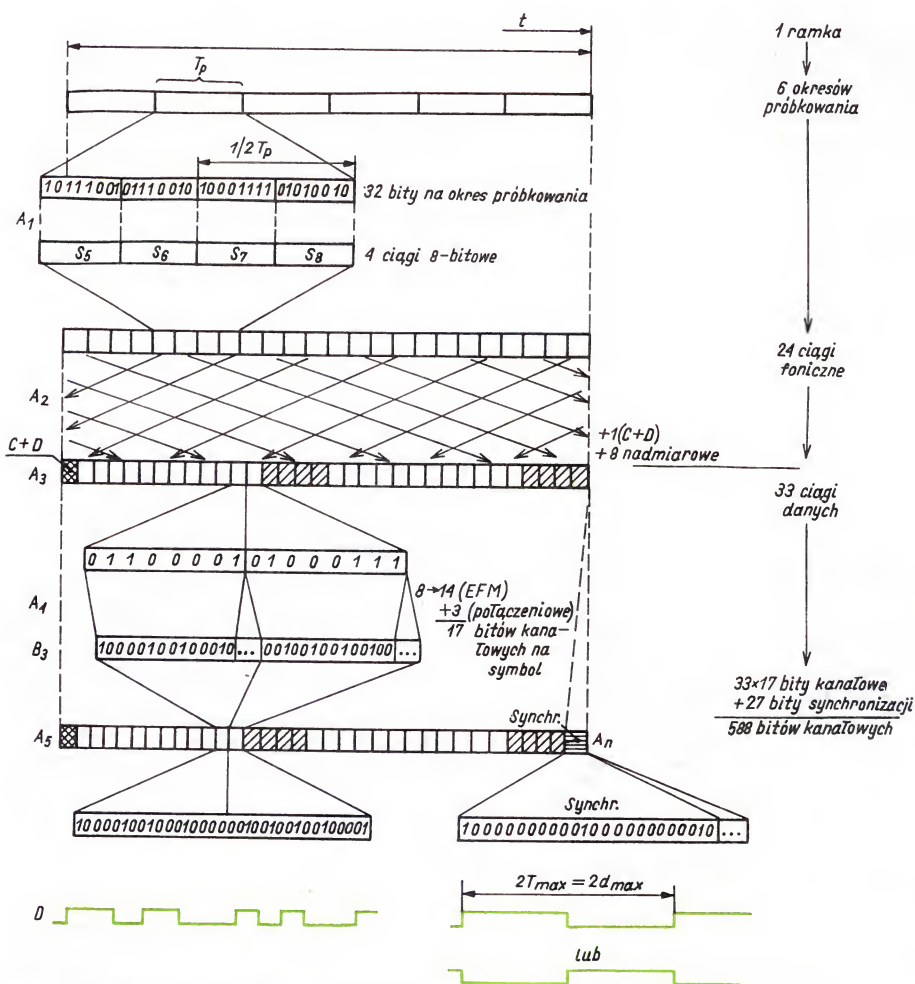
8-bitowy ciąg jest dość pojemny, aby obok sygnału identyfikacji przesyłać dodatkowe informacje np. w postaci tekstu, który objaśnia utwór lub zawiera słowa zarejestrowanego utworu. Do wyświetlania

tekstu konieczny jest ekran połączonego z dyskofonem odbiornika telewizyjnego zaopatrzonego w dekodery tekstu (fot. na okładce). Z technicznego punktu widzenia jest to proces podobny do procesu przebiegającego w systemie *teletext*, gdzie przekaz informacyjny jest zakodowany na długości kilku linii obrazu nie wykorzystywanych do przenoszenia sygnału wizyjnego.

Struktura ramki sygnału cyfrowego

Kolejne fazy tworzenia ramki przedstawiono na rys. 9. Ramka obejmuje 6 okresów próbkowania, a jej czas trwania

$$\frac{1}{44,1 \text{ kHz}} \cdot 6 = 136 \mu\text{s}$$



9. Struktura ramki sygnału fonicznego; D — sygnał cyfrowy włączający laser nacinający dysk-matkę; d_{max} — wymiar najdłuższego zagłębienia, odpowiadającego 10 „zerowym” bitom kanałowym

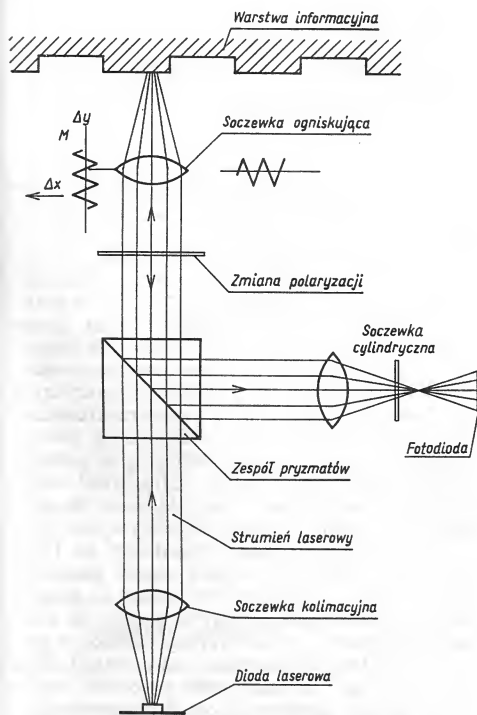
Na strumień bitów, tworzący ramkę $33 \times 17 + (24 + 3) = 588$ bitów kanałowych, składają się: ciągi foniczne — $24 \times 17 = 408$ bitów kanałowych; ciągi kodu nadmiarowego — $8 \times 17 = 136$ bitów kanałowych; ciągi identyfikacji — $1 \times 17 = 17$ bitów kanałowych; ciągi synchronizacji — $1 \times (24 + 3) = 27$ bitów kanałowych. Przepływność binarna obliczona w bitach kanałowych

$$\frac{44,1 \text{ kHz}}{6} \cdot 588 \text{ bitów kanałowych} = 4,3219 \text{ Mb/s}$$

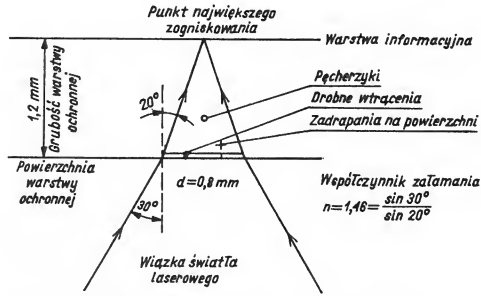
Ponieważ jednak, dzięki zastosowaniu modulacji EFM, prąd fotodetektora nie odtwarza pojedynczego bitu, w jego widmie nie występują częstotliwości większe niż 1,5 MHz.

Odczyt laserowy

Schemat odczytywania sygnału cyfrowego za pomocą adaptera laserowego przedstawiono na rys. 10. Adapter laserowy składa się z lasera półprzewodnikowego AlGaAs emitującego falę o długości $0,8 \mu\text{m}$ (podczerwień), układu optycznego do sterowania promienia laserowego oraz fotodetektora. Moc promieniowania wynosi 0,3-0,4 mW.



10. Tor promienia laserowego odczytującego fonodysk; M — ruchomy uchwyt soczewki ogniskującej; Δx — zakres przemieszczania w poziomie; Δy — zakres przemieszczania w pionie



11. Ogniskowanie wiązki laserowej na warstwie informacyjnej

Źródło promieniowania jest umieszczone w ognisku soczewki kolimacyjnej o dość długiej ogniskowej. Wytworzona przez nią wiązka promieni jest skupiona przez soczewkę ogniskującą umieszczoną tuż pod wirującym dyskiem. Długość ogniskowej tej soczewki wynosi zaledwie 4 mm. Ze względów produkcyjnych soczewka ogniskująca znajduje się w uchwycie sterowanym elektromagnetycznie (podobnie jak cewka w głośniku), co umożliwia przesuwanie jej w płaszczyźnie pionowej i poziomej. Zespół pryzmatów, soczewki i polaryzatorów kieruje strumień laserowy ze źródła do warstwy informacyjnej fonodysku, a promienie odbite, po zmianie polaryzacji, do fotodetektora. Światło lasera jest odbijane od powierzchni fonodysku i zagłębień, a wygaszane na krawędziach zagłębień. Głębokość zagłębień wynosząca $0,11 \mu\text{m}$ stanowi dokładnie $1/4$ długości fali światła lasera w ochronnej warstwie poliwęglanu. Na skutek interferencji występującej na krawędziach między falami odbitymi od płaszczyzny fonodysku i od dna zagłębenia, dochodzi do niemal całkowitej eliminacji promieniowania odbitego na początku i końcu każdego zagłębienia. W efekcie prąd wytwarzany w fotodiodzie charakteryzuje się bardzo wyraźnymi przejściami między obu stanami binarnymi. Do poprawy rozdzielności obu stanów przyczynia się również mikroskopijna warstwa aluminium, o dużej zdolności refrakcyjnej, pokrywająca równomiernie całą powierzchnię informacyjną fonodysku.

Dzięki krótkiej ogniskowej soczewki wiązka promieniowania, skupiona na powierzchni warstwy informacyjnej do średnicy ok. $1 \mu\text{m}$, ma na powierzchni warstwy ochronnej dysku dość dużą średnicę równą $0,8 \text{ mm}$. W związku z tym drobne wtrącenia, pęcherzyki w materiale, rysy na fonodysku lub zanieczyszczenia, które w produkcji seryjnej są nie do uniknięcia, nie zakłócają prawidłowości odczytu (rys. 11). W tym rozwiązaniu, obok kodu CIRC, tkwi przyczyna dość małej wrażliwości dysku CD na kurz i zadrapania eksploatacyjne.

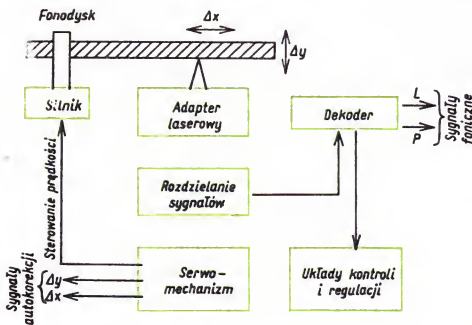
Sterowanie ruchu plamki wybierającej

Plamka światła laserowego musi śledzić bardzo precyzyjnie ścieżkę zapisu. Aby sobie uświadomić,

o jaką precyzję tu chodzi, wyobraźmy sobie fonodysk w 1000-krotnym powiększeniu. Wówczas średnica dysku wynosiłaby 120 m, odległość między sąsiadującymi zwojami spirali — 1,6 mm, szerokość zagłębienia — 0,5 mm, a jego głębokość, zaledwie dostrzegalna — 0,1 mm. Tak bardzo dużej dokładności śledzenia nie można zapewnić w drodze mechanicznej. Właściwości fizyczne poliwęglanu i narzędzi tłocznych przy nawet najlepszym przeprowadzeniu procesu produkcyjnego nie zapewniają tak ostrych tolerancji w zakresie ekscentryczności dysku i falistości jego powierzchni. Aby zapewnić pożądaną dokładność śledzenia, konieczne było sięgnięcie po autosterowanie serwo mechaniczne. Precyzja śledzenia ścieżki zależy od:

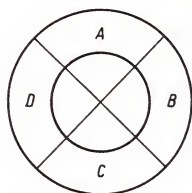
- stabilności prędkości i odczytu;
- dokładności ogniskowania promieniowania laserowego na powierzchni warstwy informacyjnej;
- dokładności prowadzenia plamki wybierającej po ścieżce zapisu.

Sygnały do autokorekcji wszystkich trzech funkcji są dostarczane przez prąd fotodiody. Po wydzieleniu z niego sygnały te są doprowadzane do odpowiednich układów serwo mechanicznych (rys. 12). W systemie CD zastosowano stałą prędkość obwodową SPO (ang. *Constant Linear Velocity* — CLV) zamiast — jak w gramofonie analogowym — stałej prędkości kątowej, co przyczyniło się do zwiększenia gęstości zapisu. SPO wynosi tu ok. 1,3

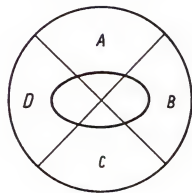


12. Schemat wydzielenia sygnałów autokorekcji

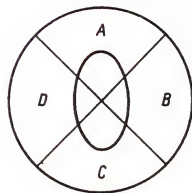
m/s. Sygnał kontrolujący prędkość wirowania silnika obracającego dysk jest wytwarzany przez generator kwarcowy synchronizowany sygnałem taktującym kodaera, zarejestrowanym w każdej ramce sygnału cyfrowego. Przy tej stabilności w odtwarzanym sygnale dźwiękowym nie występuje drżenie ani kołysanie dźwięku. Ponieważ odczyt zaczyna się od środka dysku, prędkość obrotowa zmienia się z początkowych 500 do 200 obr/min. W systemie autokorekcji ogniskowania wykorzystano fotodiodę o specjalnej konstrukcji. Jej warstwa fotoczuła jest podzielona na 4 wzajemnie odizolowane sektory (dioda kwadrantowa). Jeśli promieniowanie lasera jest zogniskowane prawidłowo, to jego część odbita pada równomiernie na



Prawidłowe ogniskowanie



Odchylenie +

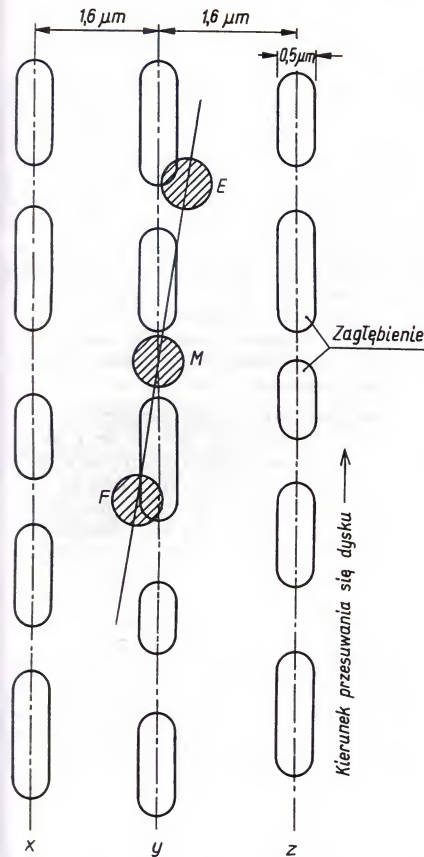


Odchylenie -

13. Rozkład odbitego promienia laserowego w 4 sektorach diody przy różnych odległościach soczewki ogniskującej od warstwy informacyjnej

wszystkie sektory. W przypadku niewłaściwego ogniskowania promieniowanie odbite oświetla nierównomiernie poszczególne sektory (rys. 13), co powoduje generację sygnału korekcyjnego, służącego do podnoszenia lub opuszczania cewki obejmującej soczewkę ogniskującą (rys. 10), w granicach Δy . Na podobnej zasadzie działa system utrzymywania plamki na ścieżce zapisu. W jednym z rozwiązań, uznanym za najbardziej niezawodne, korzysta się w tym celu z dwóch pomocniczych promieni laserowych utworzonych przez rozszczepienie dyfrakcyjne wiązki podstawowej. Plamki promieni pomocniczych przebiegają po jednej i drugiej stronie ścieżki zapisu, jedna przed, druga za plamką sygnałową (rys. 14). Jeśli promień odczytujący zboczy ze śladu, to prądy wytworzone w dodatkowych sektorach fotodiody, na które pada promieniowanie odbite wiązek pomocniczych, stają się nierówne. Powoduje to generowanie sygnału korekcyjnego, służącego do przesuwania poziomego soczewki ogniskującej w granicach Δx . Przy tej metodzie autokorekcji udaje się skompensować odchylenia położenia zwoju spowodowane niecentrycznością dysku wynoszące 100 średnic plamki wybierającej.

Gdyby nie zastosowano w systemie CD układów autokorekcji, kodu CIRC oraz specjalnego sposobu ogniskowania, wyprodukowanie fonodysku



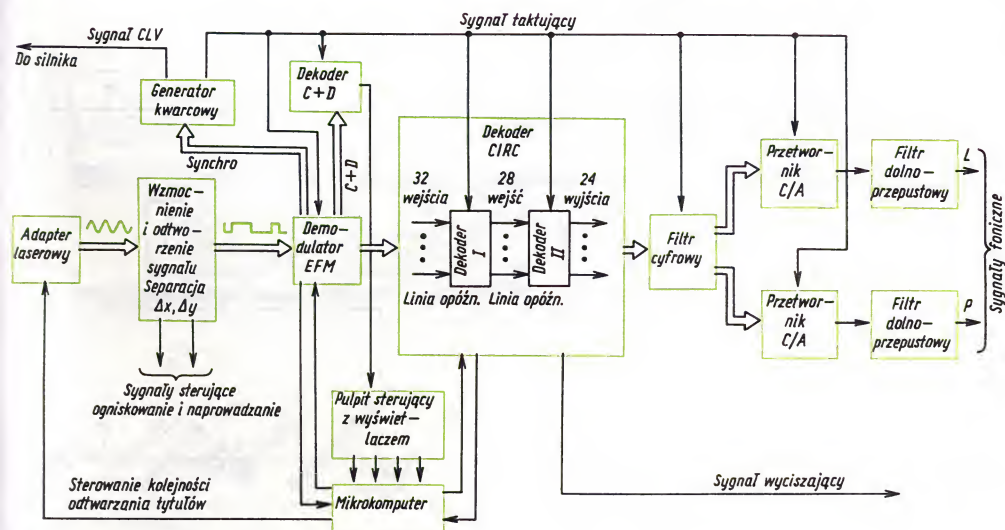
14. Mechanizm utrzymywania promienia laserowego na śladzie zapisu; M — wiązka sygnałowa; F, E — wiązki pomocnicze

spełniającego założenia systemu, po cenie mieszczącej się w rozsądnych dla sprzętu powszechnego użytku granicach, byłoby niemożliwe. Mimo wprowadzenia tych rozwiązań trudności technologiczne występujące przy produkcji dysków CD są nieporównywalnie większe niż przy produkcji płyty gramofonu analogowego. Tłocznie muszą pracować w warunkach „białych sal”, w których zanieczyszczenie powietrza cząsteczkami o średnicy do $0,5 \mu\text{m}$ nie może przekraczać $1000/\text{m}^3$.

Dekoder

Rozdzielanie sygnałów. Sygnały korygujące położenie soczewki ogniskującej są wydzielane z prądu fotodetektora przed odtworzeniem we wzmacniaczu sygnału cyfrowego (rys. 15). Ze względu na charakter zjawiska częstotliwość sygnałów korekcyjnych jest mniejsza niż 20 Hz i nie zachodzi interferencja z częstotliwościami pasma sygnału fonicznego. Wydzielenie sygnałów składowych ze złożonego sygnału CD polega na otwieraniu „bramek” wejściowych do poszczególnych układów dekodera na czas trwania ciągów kodowych związanych z danym sygnałem. Otwieranie i zamykanie bramek jest synchronizowane za pomocą sygnału taktującego wysyłanego przez generator kwarcowy. Początek bramki jest wyznaczony, przez sygnał synchronizacji wydzielony z odtwarzanego sygnału cyfrowego, który steruje generatorem kwarcowym. W wyniku demodulacji EFM, po wydzieleniu ciągu subkodowego C+D, powstaje strumień składający się ponownie z ciągów 8-bitowych, przeplecionych wzajemnie. Sygnał (C+D) jest doprowadzony do układu sterującego dyskofonu, a 24 ciągi foniczne z 8 ciągami nadmiarowymi do dekodera CIRC.

Regeneracja sygnału za pomocą kodu CIRC. W dekodерze ciągi nadmiarowe umożliwiają odnale-



15. Schemat blokowy dekodera dyskofonu CD

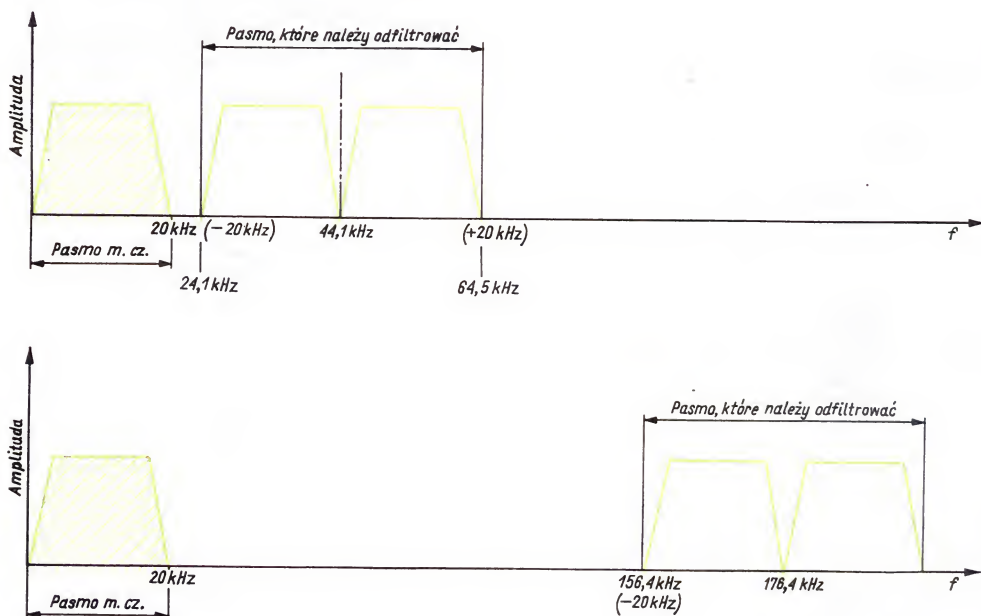
zienie i skorygowanie pojedynczych błędów przypadkowych (ang. *random errors*), a przeplatanie umożliwia zastąpienie całych błędnych ciągów nowymi, co ma miejsce w przypadku wystąpienia błędów seryjnych (ang. *error bursts*). Zanik lub przekłamanie pojedynczych bitów są skutkiem uszkodzeń dysku w procesie produkcyjnym, uszkodzenia seryjne natomiast powstają najczęściej przy niewłaściwym obchodzeniu się z dyskiem.

Układ korekcyjny CIRC zawiera 2 dekodery. Do pierwszych z nich docierają 32 ciągi kodowe za pośrednictwem 32 linii opóźniających. W przypadku gdy w jakimkolwiek ciągu wystąpi 1 błąd, jest on automatycznie korygowany. Ciągi kodowe z większą liczbą stwierdzonych błędów są przekazywane dalej. Dekoder I opuszcza 28 ciągów, w tym 4 nadmiarowe. Są one przesyłane do dekodera II za pomocą 28 linii opóźniających o różnym czasie opóźniania określonym kodem CIRC. W drugim dekodерze może być skorygowany również tylko 1 błąd przypadkowy w ciągu.

Dekoder II opuszcza 24 ciągi foniczne, wśród których nieskorygowane pozostają tylko te, które zawierały więcej niż 2 błędy, są one jednakże rozpoznane i odpowiednio zidentyfikowane. Po przywróceniu ciągów 8-bitowym pierwotnej kolejności w sygnale (ang. *de-interleaving*), następuje porównanie ciągów błędnie odczytanych z ciągami prawidłowo odczytanymi, sąsiadującymi z nimi, i nadanie ciągom błędnym, poprzez interpolację, nowych postaci, wprowadzanie nie oryginalnych, lecz zbliżonych do oryginalnych. Takie porównanie umożliwia pamięci i linie opóźnia-

jące. W wyniku tej operacji następuje zamaskowanie, nieuchronnego w przeciwnym przypadku, zaniku dźwięku. Kod CIRC cechuje niezwykle duża zdolność do korekcji błędów. Z jego pomocą można skorygować błędy seryjne o długości do 4000 b (co odpowiada długości śladu zapisu równej 2,5 mm) oraz zamaskować w drodze interpolacji serię błędów o długości do 12000 b, zajmujących na śladzie zapisu ok. 7,7 mm. Przy występowaniu większych błędów seryjnych sygnał foniczny jest przerywany (sterowany *drop-out*) za pomocą sygnału wyciszającego (ang. *mute*) wytwarzanego w dekodерze CIRC. Operacje dekodera CIRC są realizowane za pomocą mikrokomputera, który służy również do sterowania demodulatora EFM i kolejności odtwarzania tytułów przez adapter laserowy.

Filtr dolnoprzepustowy. Sygnał foniczny na wyjściu dekodera korekcyjnego składa się z 16-bitowych ciągów reprezentujących obydwa kanały stereofoniczne. Po zdemultipleksowaniu są one, każdy osobno, przetwarzane na sygnał analogowy. Sygnał analogowy przed doprowadzeniem do wzmacniacza mocy m.cz. jest przepuszczany przez filtr dolnoprzepustowy tłumiący o 50 dB częstotliwości większe niż $f_g = 20$ kHz. Jest to proces, który zapobiega tworzeniu się zniekształceń intermodulacyjnych we wzmacniaczu (ang. *antialiasing*). Niektóre firmy stosują w tym celu dodatkowo tzw. filtr cyfrowy w operacji zwanej *oversampling* (ang. *sample* — próbkować). Operacja ta polega na zastosowaniu w ostatnim bloku dekodera ponownego próbkowania cyfrowego sy-



16. Ilustracja operacji „oversampling”; $f_p = 44,1$ kHz — podstawowa częstotliwość próbkowania systemu CD; $f_p = 176,4$ kHz — częstotliwość próbkowania w operacji „oversampling”

gnału wyjściowego z częstotliwością 4 razy większą, tj. 176,4 kHz, oraz ponownego 14-bitowego kodowania. W wyniku próbkowania powstaje zawsze, obok pasma podstawowego, szereg pasm o szerokości podwójnej pasma sygnału próbkowanego (tutaj ± 20 kHz), ułożonych wokół częstotliwości próbkowania i jej kolejnych harmonicznych. Jest to wynik intermodulacji częstotliwości próbkowania z sygnałem próbkowanym. Jak widać na rys. 16, przedział częstotliwości między pasmem podstawowym a pierwszym pasmem intermodulacyjnym jest, przy częstotliwości $f_p = 176,4$ kHz, znacznie większy niż przy $f_p = 44,1$ kHz. Umożliwia to skuteczniejsze odfiltrowanie częstotliwości większych niż 20 kHz przy użyciu dość taniego filtra. *Oversampling* przeprowadzony na zasadzie interpolacji jest operacją czysto numeryczną. Dzięki dodatkowym zabiegom elektronicznym operacja ta, mimo przejścia z ciągów 16-bitowych na ciągi 14-bitowe, nie powoduje pogorszenia stosunku sygnału do szumu i tym samym nie zmniejsza dużej dynamiki sygnału fonicznego, która stanowi podstawową zaletę systemu CD.

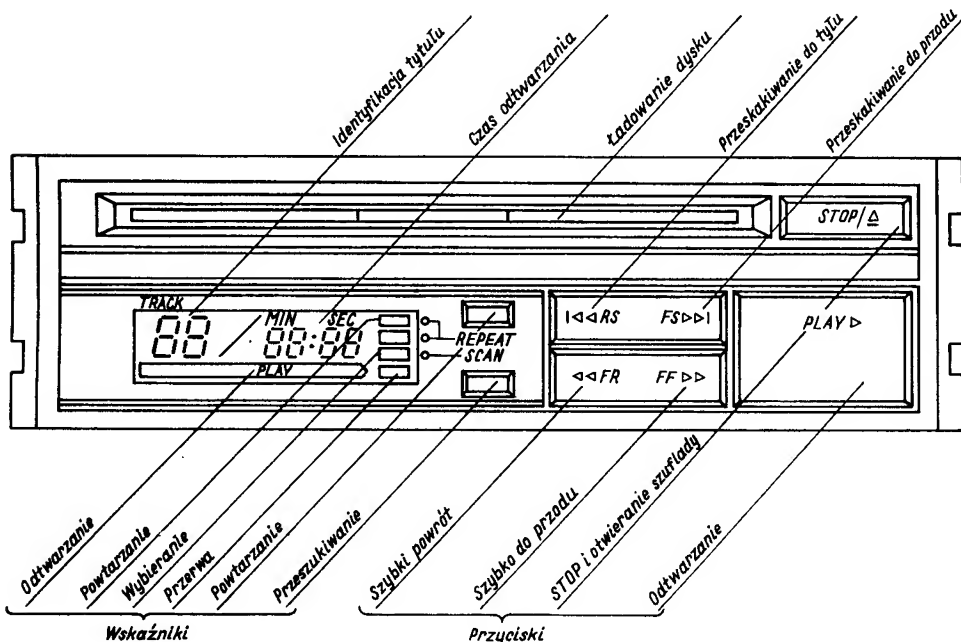
Obsługa dyskofonu

Płyta jako nośnik informacji, zarówno analogowa, jak i cyfrowa, umożliwia szybki dostęp do zarejestrowanej informacji. Ponieważ jednak w systemie CD, z powodu miniaturowego zapisu, nie można dokonywać wyboru tytułu bezpośrednio, wzrokowo, każdy dyskofon zawiera programator podobny do tego, jaki występuje w magnetofonie ka-

setowym wyższej klasy. Do programowania dyskofonu wykorzystano mikroprocesor dekodera, dzięki czemu programator nie podnosi ceny dyskofonu w takim stopniu jak np. magnetofonu. Do programowania służy sygnał identyfikacji przesyłany w ciągu subkodowym (C+D) oraz dyspozycja wpisana przez użytkownika za pomocą przycisków programujących umieszczonych na pulpicie sterującym. Z chwilą wstawienia dysku do odczytywacza następuje szybki przegląd całego zarejestrowanego repertuaru, wprowadzenie zdekodowanych sygnałów identyfikacji do pamięci i ustawienia mechanizmu odczytu w pozycji gotowej do pracy. Sygnały identyfikacji dają możliwość wyświetlenia numeru tytułu, przeglądu kolejności tytułu, umieszczonych w pamięci programatora, czasu, jaki upłynął od początku dysku, nagranych utworów lub programu albo czasu, jaki pozostaje do ich końca. Płytę czołową dyskofonu samochodowego z przyciskami programującymi i wskaźnikami przedstawiono na rys. 17.

Rozwój systemu

Wierność odtwarzania dźwięku osiągnęła w systemie CD tak wysoki poziom, że nie należy liczyć się z rewizją systemu w najbliższej przyszłości. Upowszechnienie się systemu CD będzie miało wpływ na przyspieszenie produkcji magnetofonów cyfrowych i radiofonii cyfrowej. Spowodowało również postęp we współpracujących z dyskofonem urządzeniach analogowych, jak wzmacniacze i kolumny głośnikowe. W rozwoju konstrukcji dyskofonu



17. Płyta czołowa dyskofonu samochodowego



18. Przenośny model dyskofonu CD ze zdalnym sterowaniem, jeden z najmniejszych na świecie. Masa 510 g (bez nadajnika zdalnego sterowania)



19. Zestaw przenośny hi-fi z rozłączanym dyskofonem CD

można zauważyć dwa kierunki. Pierwszy, nastawiony na potrzeby melomanów, prowadzi do podziału dysko fonu na *odczytywacz laserowy* (deck) i *procesor sygnału fonicznego*. To odseparowanie procesora od odczytywacza, prowadzące do jeszcze większej wierności odtwarzania muzyki, ma również na względzie dekodowanie, w perspektywie, za pośrednictwem tego samego procesora nagrań cyfrowych z taśmy magnetycznej i cyfrowych audycji radiowych.

Drugi kierunek, mający na celu przyspieszenie popularyzacji dysko fonu, to miniaturyzacja. Dzięki opanowaniu produkcji układów scalonych o dużym stopniu scalenia, ze ścieżką o szerokości 1 μm — podczas gdy początkowo budowano dysko fony wykorzystując układy scalone ze ścieżką 3,5 μm — oraz dzięki zmniejszeniu do 1/3 pierwotnych wymiarów adaptera laserowego, udało się zbudować dysko fon o ciężarze mniejszym niż 0,5 kg. Producenci prześcigają się w konstrukcji rekordowo małych modeli (rys. 18). Są również oferowane mini-modele uniwersalne, które mogą być używane jako bateryjne, do indywidualnego odsłuchu, oraz — po przystosowaniu do zasilania akumulatorowego przez wsunięcie do specjalnej obudowy — jako odtwarzacze samochodowe. Wyposażenie zestawu hi-fi w segment z dysko fonem stało się regułą. W zestawach przenośnych dysko fon jest często wbudowany rozłącznie (rys. 19), tak aby mógł w razie potrzeby pracować z zestawem stacjonarnym lub jako odtwarzacz baterijny w samochodzie i w czasie spaceru.

Zalety systemu CD oraz wysiłki producentów skierowane na budowanie coraz tańszych modeli powodują szybki wzrost sprzedaży dysko fonów. W ciągu 3 lat od pojawienia się pierwszych modeli na rynku cena dysko fonu, początkowo 2-3 razy wyższa niż cena dobrej klasy gramofonu analogowego, spadła o 30-50%. W Japonii w końcu 1986 r. liczby sprzedanych miesięcznie dysko fonów i gramofonów analogowych zrównały się. Prognozy marketingowe pochodzące z różnych krajów świata oceniają, że do takiej sytuacji dojdzie na rynku światowym przed końcem lat osiemdziesiątych.

Podstawowe właściwości systemu CD

Parametry akustyczne

Pasmo przenoszenia	20 Hz-20 kHz
Dynamika	90 dB
Tłumienie między kanałami	90 dB
Zniekształcenia nieliniowe	0,005%
Nierównomierność obrotów	pomijalnie mała

Właściwości sygnału cyfrowego

Częstotliwość próbkowania	44,1 kHz
Kwantowanie	16-bitowe
Przepływność binarna bitów fonicznych	1,41 Mb/s
Kod korekcji błędów	CIRC
Kod kanałowy	EFM
Przepływność binarna bitów kanałowych	4,32 Mb/s
Pasmo sygnału cyfrowego	20 Hz-1,5 MHz

Charakterystyka fonodysku

Średnica	12 cm
Grubość	ok. 1,2 mm
Średnica zwoju początkowego	50 mm
Średnica zwoju końcowego	116 mm
Prędkość odczytu stała	ok. 1,3 m/s
Prędkość obrotowa	200-500 obr/min
Czas zapisu	1 h
Odległość między zwojami	1,6 μm
Głębokość zagłębienia	0,11 μm
Materiał podstawowy, ochronny	poliwęglan

Adapter laserowy

Długość fali lasera	0,8 μm
Średnica plamki	ok. 1 μm
Rodzaj lasera	AlGaAs

Korekcja błędów

Maksymalna odtwarzalna strefa zaniku	4000 bitów (2,5 mm)
Maksymalna strefa zaniku maskowana przez interpolację	12 000 bitów (ok. 7,7 mm)

Dane techniczne CD

LITERATURA

Compact Disc Digital Audio. *Philips Technical Review*, 1982, Vol. 40, No. 6.

Antoni Konikowski

3. Magnetofon cyfrowy

Magnetofon cyfrowy — magnetofon służący do zapisywania i odtwarzania sygnału fonicznego w postaci cyfrowej na (z) taśmie magnetycznej. Pojawienie się magnetofonu cyfrowego wśród

elektronicznych urządzeń powszechnego użytku zostało wywołane szybką karierą dysko fonu CD. Własności magnetofonu cyfrowego dorównują dysko fonowi CD, a mianowicie:



- dynamika ponad 90 dB;
- tłumienie przesłuchu między kanałami ok. 90 dB;
- pasmo przenoszenia 20 Hz-20 kHz z nierównomiernością nie przekraczającą 1 dB;
- zniekształcenia nieliniowe ok. 0,05%;
- drżenie i kołysanie dźwięku niemieralne.

Krótką historia

Prace nad magnetofonami cyfrowymi rozpoczęto w końcu lat sześćdziesiątych w Wielkiej Brytanii, USA i Japonii. Zostały spowodowane stosowaniem w coraz szerszym zakresie cyfrowych linii przesyłowych do transmisji sygnałów fonicznych między rozgłośniami i nadajnikami oraz potrzebą wyeliminowania magnetofonów analogowych z ich ograniczeniami z procesu nagrywania i edycji taśm źródłowych do produkcji płyt gramofonowych.

Pierwsze informacje dotyczące zakończonych sukcesem prac nad eksperymentalnym, stereofonicznym magnetofonem cyfrowym opublikowano w marcu 1970 r. przez NHK Research Laboratories w Japonii. Prace te prowadzono wspólnie z OKI Company, a następnie z firmą Nippon Columbia (znaną poza granicami Japonii jako Denon) doprowadziły do opracowania i wyprodukowania w 1972 r. niewielkiej serii magnetofonów cyfrowych wykorzystujących magnetowid z głowicami wirującymi do rejestracji sygnału cyfrowego. Magnetofon ten umożliwił uzyskanie dynamiki większej niż 75 dB przy zastosowaniu liniowego kwantowania 13-bitowego oraz pasma 0-20 kHz przy zniekształceniach harmonicznym mniejszych niż 0,1% i częstotliwości próbkowania 47,25 kHz. Był używany przy produkcji płyt gramofonowych.

Inną drogę niż Japończycy, stosujący głowice wirujące, obrali Brytyjczycy. Prace nad magnetofonem cyfrowym z wielościeżkowym zapisem sygnału cyfrowego głowicami nieruchomymi były prowadzone przez BBC. Do obsługi linii transmisji cyfrowej PCM, między rozgłośnią BBC w Londynie a nadajnikiem w miejscowości Wrot-

ham, opracowano we wrześniu 1972 r. magnetofon cyfrowy, który przy kwantowaniu 13-bitowym i częstotliwości próbkowania 32 kHz umożliwił uzyskanie dynamiki większej 72 dB i pasma 20 Hz-14,6 kHz przy zniekształceniach harmonicznym mniejszych niż 0,1%.

Tak więc już w 1972 r. pojawili się przedstawiciele dwóch odrębnych rodzajów magnetofonów cyfrowych, aktualnych do dziś. Są to magnetofony o zapisie pośrednim, w których sygnał cyfrowy jest przetwarzany na sygnał harmoniczny o modulowanej częstotliwości i zapisywany na taśmie magnetycznej za pomocą głowic wirujących umieszczonych na dysku (tak jak w magnetowidach). Drugą rodziną są magnetofony o zapisie bezpośrednim, w których sygnał cyfrowy jest zapisywany bezpośrednio na taśmie magnetofonowej za pomocą nieruchomej głowicy wielościeżkowej.

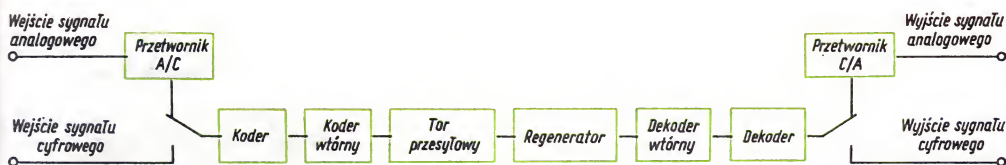
Rozwój magnetofonów cyfrowych od 1972 r. przebiegał przede wszystkim w kierunku profesjonalnym. Stwierdzono bowiem, że stosowanie magnetofonów cyfrowych przy produkcji płyt gramofonowych polepsza zdecydowanie ich jakość, a w przypadku fonodysków magnetofon cyfrowy jest niezbędny. Optymalnym rozwiązaniem produkcji fonodysku jest przetworzenie sygnału fonicznego na cyfrowy podczas nagrywania audycji, a następnie reżyseria i edycja za pomocą mikserów i edytorów cyfrowych oraz wykonanie dysku-matki maszyną sterowaną sygnałem cyfrowym. Tak więc cały proces tworzenia płyty dotyczy sygnału cyfrowego. Płyty takie, oznaczone symbolem DDD, charakteryzują się najwyższą jakością.

Magnetofony cyfrowe dwu- i wielokanałowe do zastosowań profesjonalnych produkuje obecnie wiele firm, m.in. Sony, JVC, Mitsubishi, Soundstream, 3M, Decca, Matsushita.

Rozwój magnetofonów cyfrowych powszechnego użytku przebiegał zdecydowanie wolniej niż magnetofonów profesjonalnych. Powodem był brak źródła sygnału o dostatecznie wysokiej jakości, aby opłacało się go zapisywać. Pierwszym takim źródłem stał się dysk CD, drugim — sygnał z radiodyfuzji satelitarnej. W lipcu 1983 r. odbyło się pierwsze spotkanie konferencji DAT (*Digital Audio Tape*), w której uczestniczy obecnie 60 firm japońskich i 21 europejskich i amerykańskich. Konferencja ta próbuje ustalić standard magnetofonów cyfrowych powszechnego użytku o dwóch rodzajach zapisu: bezpośrednim i pośrednim, dla ujednolicenia parametrów, zapewnienia wymienności nagrań oraz przystosowania do istniejących źródeł sygnału cyfrowego. Pierwsze magnetofony cyfrowe w tym standardzie ukazały się na rynku japońskim w połowie 1987 r.

Zasada działania

Magnetofon cyfrowy — przy założeniu, że jest rozważany pełny cykl jego pracy, tzn. zapis i odczyt — można uważać za łącznie telekomunikacyjne, w którym torem przesyłowym jest łańcuch składający się z głowicy lub głowic zapisujących, taśmy magnetofonowej i głowicy lub



1. Magnetofon cyfrowy jako łącze telekomunikacyjne

główek odczytujących (rys. 1). Do wejść magnetofonu może być doprowadzony analogowy lub cyfrowy sygnał foniczny. Analogowy sygnał foniczny jest przetwarzany w przetworniku A/C na cyfrowy sygnał foniczny podawany bezpośrednio do kodera. W koderze są generowane: sygnał chroniący transmitowany sygnał przed błędami, sygnał synchronizacji oraz sygnały pomocnicze, takie jak sygnał identyfikacji, sygnał adresowy i inne. Tak utworzony kompleksowy sygnał cyfrowy jest doprowadzany do kodera wtórnego dopasowującego właściwości tego sygnału do właściwości toru przesyłowego.

W torze odczytu sygnał z wyjścia toru przesyłowego jest podawany do regeneratora sygnału cyfrowego i dekodera wtórnego w celu odtworzenia postaci kompleksowego sygnału cyfrowego. Jest on następnie podawany do dekodera, gdzie za

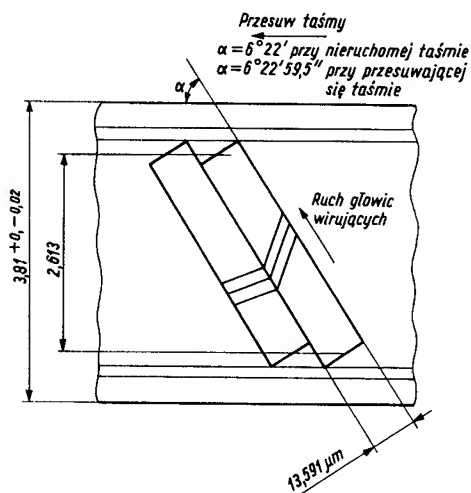
pomocą sygnału chroniącego są wykrywane, a następnie korygowane, błędy powstałe podczas transmisji. Tak otrzymany cyfrowy sygnał foniczny jest doprowadzany do przetwornika C/A lub bezpośrednio do wyjścia.

Magnetofon cyfrowy o zapisie pośrednim

Zapis pośredni ze względu na podobieństwo do zapisu stosowanego w magnetowidach powszechnego użytku jest wprowadzany najpierw do magnetofonów cyfrowych. Magnetofon taki określa się skrótem R-DAT (ang. *Rotary heads Digital Audio Tape recorder* — magnetofon cyfrowy z głowicami wirującymi). Standard proponowany przez konferencję DAT przedstawiono w tabl. 1.

Tablica 1. Podstawowe parametry techniczne magnetofonu R-DAT

Parametr	DAT				Kasety nagrane	
	podstawowy	opcja 1	opcja 2	opcja 3	normalna ścieżka	szeroka ścieżka
Liczba kanałów	2	2	2	4	2	2
Częstotliwość próbkowania [kHz]	48	32	32	32	44,1	44,1
Kwantowanie [bit/próbka]	16	16	12 nieliniowe	12 nieliniowe	16	16
Format zapisu	patrz rys. 2					
Prędkość przesuwu taśmy [mm/s]	8,150	8,150	4,075	8,150	8,150	12,225
Prędkość transmisji [Mb/s]	2,46	2,46	1,23	2,46	2,46	2,46
Gęstość liniowa zapisu [Kb/mm]	2,4	2,4	2,4	2,4	2,4	2,405
Format bloku	patrz rys. 3					
Kod korekcji błędów	podwójnie zakodowany kodem Reeda-Solomona C_1 : (32, 28,5), C_2 : (32, 26,7)					
Kod wtórny	8/10					
Redundancja [%]	37,5	58,3	37,5	37,5	42,6	42,6
Metoda śledzenia ścieżki	strefowe automatyczne śledzenie ścieżki (ATF)					
Wymiary kasety [mm]	73 × 54 × 10,5					
Makymalny czas zapisywania na taśmie o grubości 13 μm [min]	120	120	240	120	120	80

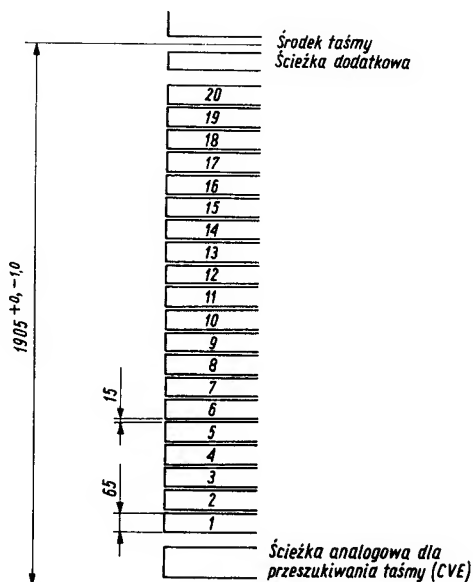


2. Format zapisu R-DAT

1 blok = 288 bitów = jedna ukośna ścieżka
Blok

S	IC	BA	P	Sygnal cyfrowy + sygnal chroniący
8 bitów	8 bitów	8 bitów	8 bitów	256 bitów

3. Format bloku R-DAT; S — sygnał synchronizacji; IC — sygnał identyfikacji nagrania; BA — adres bloku; P — sygnał chroniący adresy; $P = IC \oplus BA$ — warunek



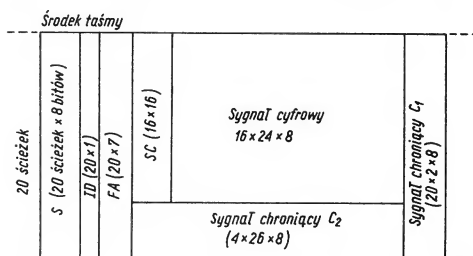
4. Format zapisu S-DAT

Tablica 2. Podstawowe parametry techniczne magnetofonu S-DAT

Parametr	DAT				Kasety nagrane
	podstawowy	opcja 1	opcja 2	opcja 3	
Liczba kanałów	2	2	2	2 × 2	2
Częstotliwość próbkowania [kHz]	48	32	32	32	44,1
Kwantowanie [bit/próbka]	16	16	12 nieliniowe	12 nieliniowe	16
Liczba ścieżek	20	20	20	2 × 10	20
Format zapisu	patrz rys. 4				
Prędkość przesuwu taśmy [mm/s]	47,6	31,7	23,8	47,6	43,7
Prędkość transmisji [Mb/s]	2,4	1,6	1,2	2 × 1,2	2,205
Gęstość liniowa zapisu [Kb/mm]	2,52	2,52	2,52	2,52	2,52
Format bloku	patrz rys. 5				
Kod korekcji błędów	podwójnie zakodowany kodem Reeda-Solomona $C_1 : (29, 27, 3), C_2 : (40, 32, 9)$				
Kod wtórny	8/10				
Redundancja [%]	36	36	36	36	36
Wymiary kasety [mm]	86 × 55,5 × 9,5				
Maksymalny czas zapisywania na taśmie o grubości 10 μm [min]	90	135	180	90	98

Magnetofon cyfrowy o zapisie bezpośrednim

Magnetofon cyfrowy o zapisie bezpośrednim określa się skrótem S-DAT (ang. *stationary heads Digital Audio Tape recorder* — magnetofon cyfrowy z głowicami nieruchomymi). Ten sposób zapisu jest trudniejszy w realizacji, wymaga precyzyjnego prowadzenia taśmy przed czołem głowicy ze względu na małą szerokość ścieżek i brak ruchomego bębna z własnym układem regulacji automatycznej. Jest jednak uważany za system przyszłościowy, bardziej obiecujący niż magnetofon z głowicami wirującymi. Standard proponowany przez konferencję DAT przedstawiono w tabl. 2.

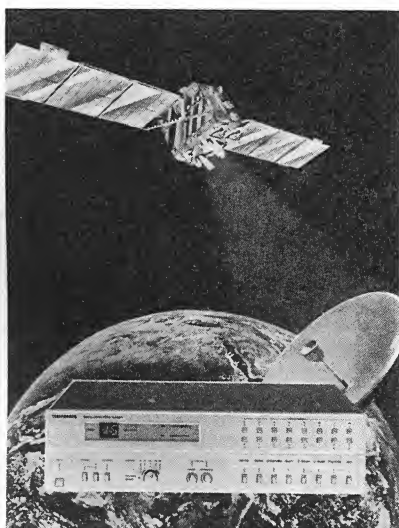


5. Format bloku S-DAT; S — sygnał synchronizacji; ID — sygnał identyfikacji nagrania; FA — adres ramki; SC — subkod identyfikacji kanałów

Daniel Józef Bem

4. Satelitarny cyfrowy odbiornik radiofoniczny

Satelitarny cyfrowy odbiornik radiofoniczny — odbiornik radiowy do odbioru sygnałów z satelitów radiodifuzyjnych. Umieszczenie nadajnika radiofo-



nicznego na pokładzie sztucznego satelity Ziemi oraz zastosowanie cyfrowej modulacji i cyfrowego zwielokrotnienia umożliwia nadawanie 16 stereofonicznych lub 32 monofonicznych programów radiowych w jednym kanale telewizyjnym zakresu SHF. Stwarza to nowe, olbrzymie możliwości dla radiofonii.

Ustalenia międzynarodowe

W planie WARC-DBS każdemu krajowi w Europie, niezależnie od jego wielkości, przyznano 5 kanałów satelitarnych, każdy o szerokości 27 MHz. Odstęp między częstotliwościami środkowymi kanałów wynosi 19,18 MHz, a więc kanały częściowo na siebie zachodzą. Pierwotnie zakładano, że kanały satelitarne będą stosowane tylko do przekazywania sygnałów telewizyjnych. Transponder umieszczony na pokładzie satelity jest „przezroczysty”. Dowolne sygnały dostarczone z Ziemi są wzmacniane, przesuwane do innego zakresu częstotliwości i wysyłane z powrotem w kierunku Ziemi. W niektórych krajach, o rozbudowanej naziemnej sieci telewizyjnej, narodził się pomysł wykorzystania jednego z pięciu kanałów satelitarnych do transmisji sygnałów fonicznych. Od września 1989 r. w RFN nadaje się regularnie satelitarne programy radiofoniczne. Powstała w ten sposób radiofonia satelitarna.

Rodzaj modulacji stosowanej w radiofonii satelitarnej

W ostatnich latach obserwuje się tendencję do zastępowania sygnałów analogowych sygnałami cyfrowymi we wszystkich gałęziach telekomunikacji. Jednym ze spektakularnych przykładów może być gramofon cyfrowy. Nic więc dziwnego, że w radiofonii satelitarnej postanowiono stosować sygnały cyfrowe i cyfrowe zwielokrotnianie kanałów radiofonicznych.

Parametry sygnału cyfrowego

W radiofonii satelitarnej przyjęto częstotliwość próbkowania równą 32 kHz, co zapewnia dobre odtwarzanie pasma akustycznego do 15 kHz.

Przesyłanie jednego monofonicznego sygnału akustycznego wymaga przesyłania 32 000 próbek w ciągu 1 s. Próbkę sygnału fonicznego koduje się za pomocą 14-bitowych ciągów kodowych. Dzięki temu można wyróżnić $2^{14} = 16\,384$ poziomów kwantowania, co zapewnia bardzo dobrą wierność odtwarzania. Współczynnik zniekształceń nieliniowych nie przekracza 0,05%, a dynamika jest nie mniejsza niż 75 dB.

Każda transmisja jest obciążona pewnymi błędami, wynikającymi z obecności szumu w kanale transmisyjnym. W systemach cyfrowych za miarę jakości transmisji przyjmuje się *elementową stopę błędu*. Elementowa stopa błędu jest tym mniejsza, im większy jest stosunek mocy sygnału do mocy szumu S/N na wejściu odbiornika. Zmniejszenie elementowej stopy błędu można więc uzyskać stosując nadajniki o dużej mocy i odbiorniki o niskim poziomie szumów. W radiofonii satelitarnej, ze względów technicznych i ekonomicznych, nie można dowolnie ustalać mocy nadajnika satelitowego i współczynnika szumów odbiornika. W planie WARC-DBS przyjęto minimalną wartość S/N równą 14 dB, której odpowiada elementowa stopa błędu równa 10^{-3} . Jest to zbyt duża wartość, aby zapewnić dobrą jakość odbioru. Wyjściem z kłopotliwej sytuacji jest zastosowanie kodowej metody zabezpieczenia transmisji przed błędami. W radiofonii satelitarnej zastosowano kod BCH (63,44). Liczba pozycji w ciągu kodowym wynosi 63, z których 44 to pozycje informacyjne, a 19 — pozycje kontrolne. Protekcja obejmuje się 11 najbardziej znaczących bitów (MSB). Trzy najmniej znaczące bity (LSB) przesyła się bez zabezpieczenia. W skład jednego bloku wchodzi 4 kanały foniczne, a zatem $4 \times 11 = 44$ bity informacyjne. Kod BCH (63,44) umożliwia korekcję 2 błędów i wykrycie do 5 błędów.

Sygnał zakodowany ma postać impulsów prądu stałego, nie może więc być przesyłany drogą radiową. Konieczne jest zastosowanie drugiej modulacji, sygnał cyfrowy moduluje harmoniczny sygnał nośny z pasma SHF (11,7—12,5 GHz). Można stosować różne rodzaje modulacji do nałożenia sygnału cyfrowego na sygnał nośny. W radiofonii satelitarnej wybrano 4-wartościową modulację fazy (4-PSK). Modulacja fazy polega na skokowej zmianie fazy sygnału nośnego w chwili zmiany stanu zmiennego sygnału cyfrowego. Jeśli skok fazy wynosi 180° , to mamy do czynienia z 2-wartościową modulacją fazy. Przy modulacji 4-wartościowej skok fazy wynosi 90° .

Sygnały cyfrowe wszystkich kanałów fonicznych z uwzględnieniem bitów kontrolnych oraz dodatkowe sygnały umożliwiające prawidłową pracę systemu tworzą tzw. *ramkę* (rys. 1).

Modulacja 4-PSK umożliwia utworzenie jakby 2 kanałów radiowych. W każdym kanale przesyła się 8 programów stereofonicznych lub 16 programów monofonicznych. Na początku ramki występuje 2×8 bitów identyfikujących nadajnik, następnie 2×8 bitów synchronizujących. Dalej następują cztery bloki po 63 bity (4×11 bitów informacyjnych i 19 bitów korekcyjnych), za każdym — bit zawierający informację o programie i 4×3 LSB każdego kanału. Ramka zawiera więc $2 \times 8 + 2 \times 8 + 2 \times 4 \times (4 \times 11 + 19 + 1 + 4 \times 3) = 2 \times 320$ bitów.

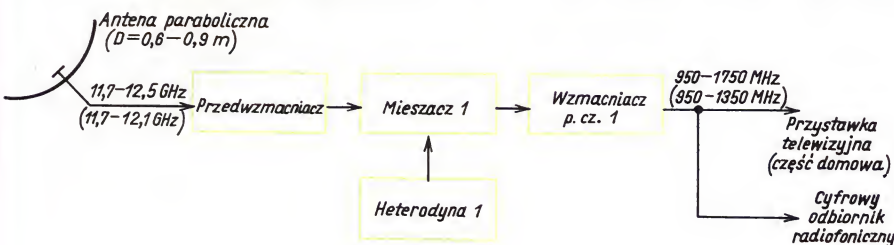
Przepływność

$$2 \times 320 \times 32 \times 10^{-3} = 2 \times 10,24 \times 10^6 \text{ b/s}$$

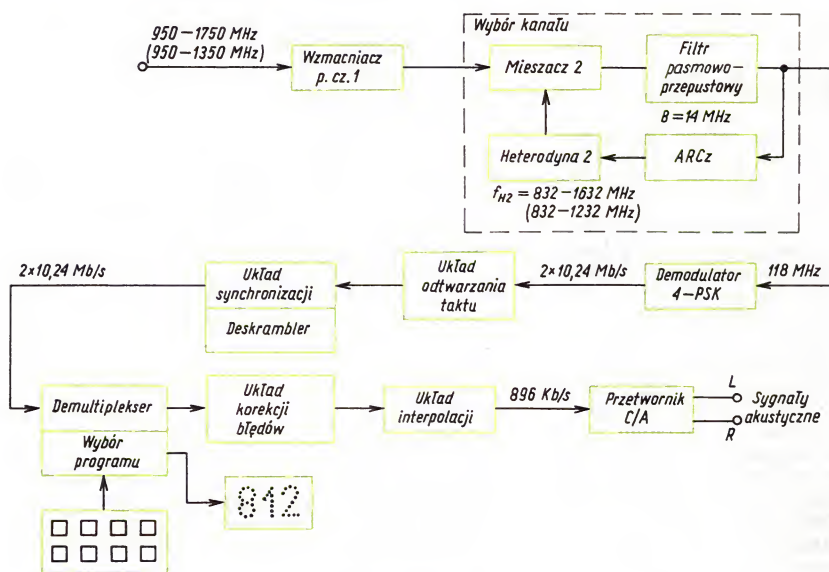
Szerokość pasma kanału radiowego (b.w.cz.) wynosi 14 MHz. Jest ona mniejsza niż szerokość pasma kanału telewizyjnego, a to w celu uniknięcia zakłócania sąsiednich kanałów (widmo energetyczne wielokrotnego sygnału radiofonicznego jest inne niż widmo energetyczne sygnału telewizyjnego).

Schemat blokowy odbiornika

Część mikrofalowa przystawki radiodifuzyjnej jest wspólna dla telewizji i radiofonii. Składa się ona (rys. 2) z anteny parabolicznej, przedwzmacniacza o małym poziomie szumów, mieszacza, heterodyny i wzmacniacza p.cz. 1. Do odbioru sygnałów radiofonicznych wystarczy antena o średnicy 2 razy mniejszej niż średnica wymagana do odbioru sygnałów telewizyjnych. Satelitarny odbiornik radiofoniczny (rys. 3) składa się z części analogowej i cyfrowej. Część analogowa zawiera wzmacniacz pierwszej częstotliwości pośredniej (950—1750 MHz), drugi mieszacz i drugą heterodynę. Druga heterodyna jest przestrajana, co umożliwia wybór kanału radiowego, w którym są nadawane programy radiofoniczne. Pierwszym blokiem części cyfrowej odbiornika jest demodulator sygnałów 4-PSK (demodulator Costasa), na którego wyjściu otrzymuje się strumień danych o przepływności $2 \times 10,24 \text{ Mb/s}$. Po przejściu przez układy odtwarzania taktu i synchronizacji strumień danych trafia do demultipleksa, w którym następuje wybór pro-



2. Przystawka mikrofalowa do odbioru sygnałów satelitarnych



3. Schemat blokowy satelitarnego odbiornika radiofonicznego

gramu radiofonicznego. Wybór programu może odbywać się przez podanie numeru lub rodzaju programu. Wyróżniono 15 rodzajów programów: dzienniki, audycje kulturalne, rozrywka, sport, edukacja, muzyka poważna, jazz, muzyka pop itp. Strumień danych dotyczących wybranego programu radiofonicznego jest poddawany korekcji i interpolacji, jeśli zachodzi taka potrzeba. Procesom tym poddaje się tylko 11 najbardziej znaczących bitów. Po korekcji strumień danych jest uzupełniany 3 najmniej znaczącymi bitami. Pełny strumień danych o przepływności $2 \times 448 \text{ kb/s} = 896 \text{ kb/s}$ doprowadza się do przetwornika C/A, na którego wyjściach otrzymuje się 2 sygnały akustyczne: lewego i prawego kanału.

System radiofonii satelitarnej różni się zasadniczo od naziemnych systemów radiofonicznych. Do odbioru programów radiowych nadawanych z satelity nie można stosować standardowego odbiornika radiowego wyposażonego w odpowiednią przystawkę i antenę, jak w przypadku telewizji satelitarnej. Konieczne jest stosowanie specjalnego odbiornika. Odbiorniki takie opracowano m.in. w firmach Telefunken i Philips. W ramach Centralnego Programu Badawczo-Rozwojowego nr 8.4 przewiduje się opracowanie w Polsce satelitarnego cyfrowego odbiornika radiofonicznego do 1990 r.

Podstawowe parametry satelitarnego cyfrowego odbiornika radiofonicznego

Zakres częstotliwości	950—1750 MHz lub 950—1350 MHz
Rodzaj modulacji	4-PSK
Częstotliwość próbkowania	32 kHz
Liczba poziomów kwantowania	16 384
Kodowanie protekcyjne	kod BCH (63,44) (zabezpieczeniem kodowym jest objęte 11 MSB każdej próbki)
Przepląwność	$2 \times 10,24 \text{ Mb/s}$
Liczba programów	16 stereo lub 32 mono
Dynamika	75 dB
Zniekształcenia nieliniowe	0,05%
Tłumienie między kanałami	80 dB

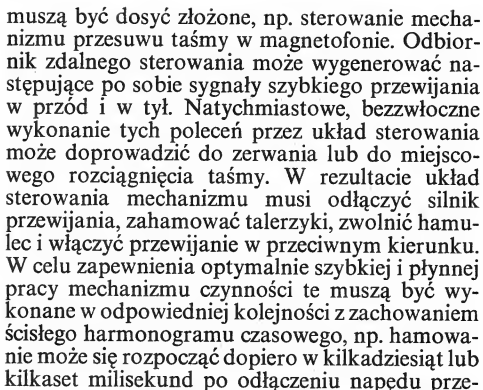
LITERATURA

Treytt P. (edit.): Digitaler Hörfunk über Rundfunksatelliten, Informationsbroschüre des Bundesministers für Forschung und Technologie.

odbiornik satelitarny

5. Mikroprocesor w magnetofonie

Typowy odbiornik zdalnego sterowania można w pewnym uproszczeniu porównać do wielopozycyjnego przełącznika elektrycznego, zatem układy wykonawcze — zwłaszcza elektromechaniczne —



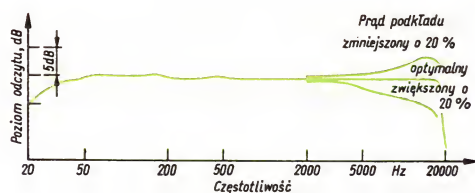
wijania (zależnie od charakterystyki kinetycznej mechanizmu). Układ generowania impulsów i opóźnień jest w tym przypadku dość skomplikowany, zwłaszcza że możliwe są różne sekwencje zależnie od stanu początkowego i końcowego. W takiej sytuacji zastosowanie mikroprocesora znakomicie upraszcza układ dzięki możliwości programowego generowania opóźnień oraz dłuższych sekwencji programowanych impulsów na kilku liniach wyjściowych.

Sterowanie parametrów zapisu

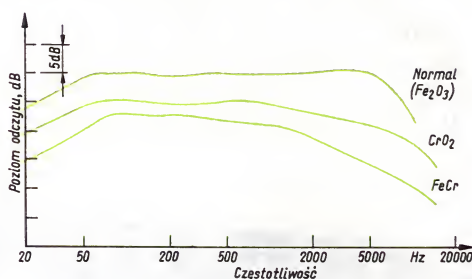
Dążenie producentów magnetofonów klasy hi-fi do poprawy wierności odtwarzania doprowadziło do osiągnięcia granicy, którą są rozrzucone parametrów taśm. Właściwości taśmy zależą głównie od jej warstwy magnetycznej. Wyróżnia się cztery główne grupy taśm określane jako:

- typ I — Normal (Fe_2O_3);
- typ II — CrO_2 ;
- typ III — $\text{FeCr}(\text{Fe}_2\text{O}_3 + \text{CrO}_2)$;
- typ IV — Metal.

Typy taśm różnią się parametrami wpływającymi na właściwości elektroakustyczne takimi, jak: optymalny prąd podkładu charakterystyczny dla danego rodzaju taśmy przy określonej prędkości przesuwu, czułość taśmy, charakterystyka częstotliwościowa, zniekształcenia nieliniowe mierzone zawartością trzeciej harmonicznej przy maksymalnymysterowaniu sygnałami o znormalizowanej częstotliwości. Różnice te powodują, że magnetofony wysokiej klasy osiągają parametry gwarantowane przez producenta tylko z taśmami, do których zostały zestrojone. Fabrycznie ustawiony prąd podkładu może się różnić nawet o kilkanaście procent, zależnie od typu i producenta magnetofonu, co przy stosowaniu taśm różnych firm może spowodować znaczące zniekształcenia



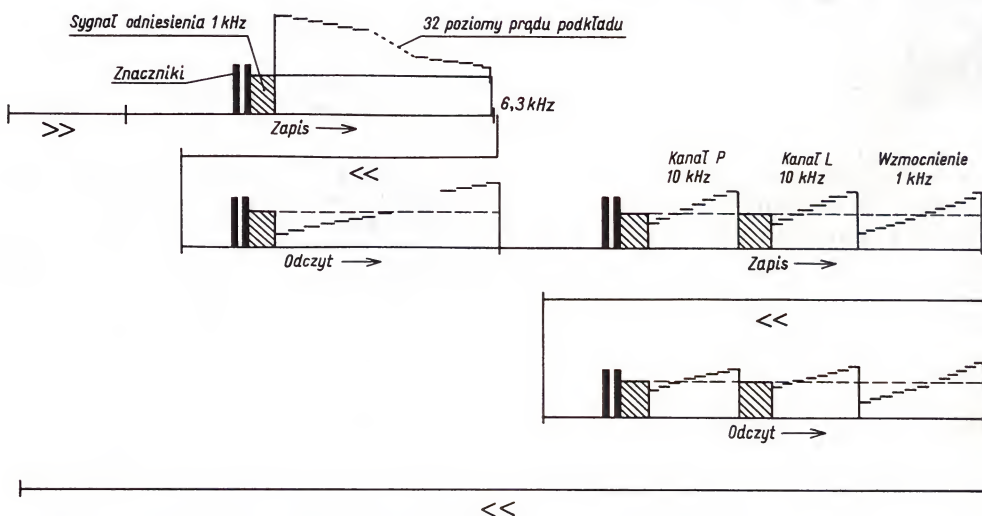
1. Zależność charakterystyki częstotliwościowej zapis-odczyt od prądu podkładu



2. Charakterystyka częstotliwościowa zapis-odczyt dla różnych typów taśm

charakterystyki częstotliwościowej powyżej częstotliwości 5000 Hz (rys. 1).

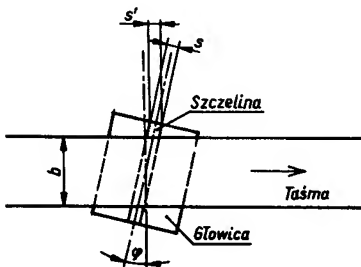
W celu pełnego wykorzystania właściwości taśmy konieczne jest dostosowanie do jej rodzaju wartości prądu podkładu oraz przebiegu charakterystyki. W konwencjonalnym magnetofonie rolę tę odgrywa przełącznik rodzaju taśmy Fe, Cr, FeCr i Metal. W magnetofonie z mikroprocesorem dobiera się automatycznie prąd podkładu optymalny dla użytej taśmy. Najczęściej dokonuje się również optymalizacji charakterystyki częstotliwościowej zapis-odczyt ze względu na różnice czułości i odpowiedzi częstotliwościowej taśm (rys. 2).



3. Tekst taśmy i ustalenie warunków nagrania w magnetofonie KD-BF firmy JVC (z mikroprocesorem)

Praktyczna realizacja układu optymalizacji, a zwłaszcza opracowanie skutecznego i niezawodnego algorytmu, wymaga przeprowadzenia wszechstronnych pomiarów toru zapisu, przy możliwie dużej liczbie taśm różnych typów i różnych producentów.

Przyjrzyjmy się, jak wygląda proces testu taśmy i doboru warunków nagrania w magnetofonie KD-8E firmy JVC (rys. 3). Po włączeniu testu następuje szybkie przewijanie taśmy przez 1,5 s, a następnie przełączenie magnetofonu na funkcję zapisu. Po 2,5 s przerwy są nagrywane dwa znaczniki o czasie trwania 60 ms na poziomie -5 dB. Procesor nagrywa na taśmę sygnał o częstotliwości 1 kHz (porównawcza) na poziomie -15 dB, a następnie sygnał o częstotliwości 6,3 kHz ze zmiennym poziomem (32 poziomy) prądu podkładu. Pierwszy krok jest o 30% większy od poziomu „normalnego” dla danego typu taśmy; ostatni o 30% mniejszy. Proces nagrywania na tym się kończy, następuje przewinięcie taśmy i utworzenie dokonanego nagrania. W wyniku porównania poziomów dla 1 i 6,3 kHz następuje wybór prądu podkładu. Podczas tego testu układ do ograniczania szumów jest wyłączony i stała czasowa układu korekcji jest ustawiona na normalną wartość odpowiadającą typowi taśmy. Następnie są nagrywane ponownie dwa znaczniki i sygnał o częstotliwości 1 kHz, a po nim sygnał 10 kHz (8 poziomów) kolejno w prawym i lewym kanale. W końcowym etapie nagrywa się sygnał 1 kHz na 16 poziomach. Odczyt tego testu umożliwia ustawienie standardowego poziomu 0 dB dla układu korekcji wzmocnienia charakterystyki niezależnie w obu kanałach.



4. Skuteczna szerokość szczeliny głowicy magnetofonu

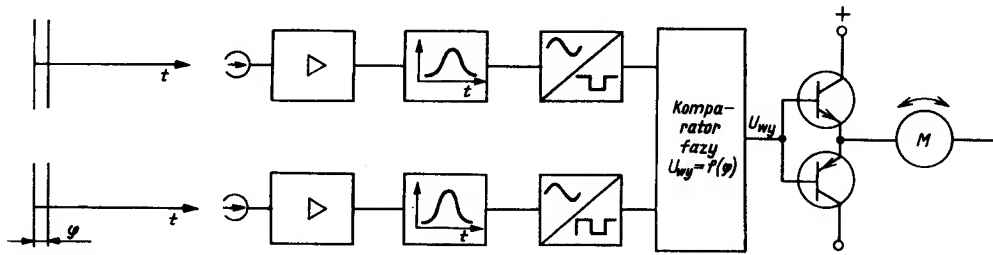
Regulacja skosu głowicy

Użytkownik magnetofonu niejednokrotnie spotkał się z faktem złego odtwarzania taśm nagranych na innych magnetofonach, przy dobrym odtwarzaniu taśm nagranych na tym samym magnetofonie. Przyczyna leży w różnych ustawieniach skosu głowicy. Odchylenie szczeliny powoduje zwiększenie skutecznej szerokości szczeliny głowicy do wartości $s' = s/\cos \varphi$ (rys. 4) i zwiększenie tłumienia większych częstotliwości sygnału. Współczynnik tłumienia można wyrazić wzorem

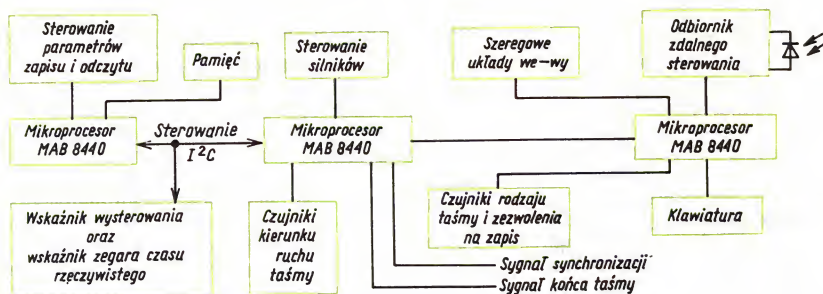
$$D = \frac{\sin \frac{\pi \frac{s}{\cos \varphi}}{\lambda}}{\frac{\pi \frac{s}{\cos \varphi}}{\lambda}} = \frac{\sin \frac{\pi b \tan \varphi}{\lambda}}{\frac{\pi b \tan \varphi}{\lambda}}$$

w którym: b — szerokość taśmy; λ — długość fali $= v/f$; v — prędkość ruchu taśmy; f — częstotliwość; s — szerokość szczeliny głowicy; φ — kąt odchylenia szczeliny głowicy.

O wadze problemu niech świadczy fakt, że odchylenie o kąt $\varphi = 0,2^\circ = 12'$ powoduje spadek wartości sygnału o 3 dB przy 10 kHz, natomiast częstotliwość 20 kHz ginie w szumach. W magnetofonach „Dragon” i TD 1200 (radiomagnetofon samochodowy) firmy Nakamichi problem ten rozwiązano stosując system elektromechaniczny nazwany NAAC (Nakamichi Auto Azimuth Correction). Regulacja skosu głowicy następuje bez udziału użytkownika automatycznie i dokonuje się w czasie 5—10 s. Zasadę działania tego systemu przedstawiono na rys. 5. Dla każdej ścieżki w podwójnej głowicy indukuje się w oddzielnych uzwojeniach napięcia. Po wzmocnieniu sygnału stosuje się filtr środkowoprzepustowy w zakresie 3—10 kHz oraz zamianę sygnału sinusoidalnego na prostokątny. Sygnały z dwóch torów są podawane na komparator fazy, który wytwarza napięcie proporcjonalne do błędu ustawienia głowicy. W klasie magnetofonów sterowanych mikroprocesorem znajdują się magnetofony średniej i wysokiej jakości, np. Revox B215 (rys. 6) sterowany przez trzy mikroprocesory typu MAB 8440 (Philips). Są to mikroprocesory o pojemności pamięci 4 KB ROM i 128 B RAM. Dodatkowo przyłączono pamięć nieulotną o organizacji 32×32



5. Zasada regulacji skosu głowicy



6. Schemat blokowy sterowania magnetofonu z mikroprocesorem Revox B215

bity (MCM 2802) do pamiętania danych. Magnetofon ma 4 silniki; 2 z nich są sterowane przez mikroprocesor i służą do przewijania taśmy, 2 pozostałe do napędu taśmy przy zapisie i odczycie. Do nagrywania i odtwarzania stosuje się podwójną głowicę umożliwiającą odczyt podczas nagrywania. Mikroprocesor sterujący silnik odbiera sygnały z czujników ruchu taśmy, końca taśmy, jak również sygnał synchronizacji umożliwiający zastosowanie funkcji czasu rzeczywistego, tzn. określa czas nagrania na taśmie w minutach i sekundach. W przypadku niecałkowitego przewinięcia kasety czas ten może być określony z błędem do 3 min. Wartości parametrów zapisu dotyczące danego typu taśmy mogą być ustawiane automatycznie lub ręcznie (np. przy braku nacięć na kasiecie oznaczających typ taśmy).

Charakterystyka częstotliwościowa taśm gwarantowana przez producenta (po teście automatycznym) jest:

typ I	30 Hz...18 kHz	+2/-3 dB;
typ II	30 Hz...20 kHz	+2/-3 dB;
typ IV	30 Hz...20 kHz	+2/-3 dB.

Przesłuch międzyskanalowy > 40 dB przy 1 kHz, stosunek sygnał/szum > 70 dB dla taśm typu I i > 72 dB dla taśm typu II i IV z włączonym układem Dolby C.

Wyniki testu laboratoryjnego magnetofonu Revox B215 dla kaset

TDK SA-X (Cr) i TDK MA (Metal)

	Odczyt	Zapis i odczyt
Nierównomierność przesuwu	$\pm 0,08\%$	$\pm 0,03\%$
Odchyłka prędkości przesuwu taśmy	$+0,2\%$ do	$+0,39\%$
Pasmo przenoszenia przy odtwarzaniu taśma Fe	< 20 Hz	do > 20 kHz
taśma Cr	< 20 Hz	do > 20 kHz
Całkowite pasmo przenoszenia taśma Cr	< 20 Hz	do > 20 kHz
taśma Me	< 20 Hz	do > 20 kHz
Stosunek sygnał/szum bez Dolby	bez Dolby	z Dolby C
taśma Cr	59 dB	74 dB
taśma Me	58 dB	74 dB

Możliwe jest sterowanie magnetofonu przez dodatkowe gniazdo we-wy, np. przez minicomputer, lub nadajnik zdalnego sterowania pracujący w podczerwieni. Zastosowano także funkcję „Fade

in/out” umożliwiającą wyciszenie nagrania do poziomu zerowego lub nagrywanie od poziomu zerowego do ustalonej wartości. Klawisze LOC1 i LOC2 umożliwiają określenie dwóch miejsc na taśmie oznaczających początek i koniec odtwarzania taśmy. Proces ten można powtarzać korzystając z klawisza LOOP. Staje się więc możliwe odtworzenie całej kasety, przewinięcie automatyczne i odtwarzanie od początku.

Wielu producentów oferuje magnetofon z mikroprocesorem, np. JVC, Sony, Kenwood, Teac, Revox, ale są też inni, jak ITT, którzy nie wprowadzają mikroprocesora do magnetofonu analogowego uważając, że miejsce mikroprocesora jest w magnetofonie cyfrowym.

Mikroprocesor w elektronicznym sprzęcie powszechnego użytku to ostatnie słowo techniki w tej dziedzinie. Nie można jednak porównywać skutku jego wprowadzenia ze skutkiem wprowadzenia tranzystorów lub pierwszych układów scalonych. Wynalazki te zadecydowały w swoim czasie o ogromnym skoku jakościowym w elektronice, a w połączeniu z nowoczesnymi technologiami i stale rosnącym stopniem automatyzacji produkcji doprowadziły do obecnej sytuacji — obecności na rynku ogromnych ilości sprzętu o coraz lepszych parametrach i coraz niższej cenie, przy czym liczba nowych rozwiązań i modeli utrudnia rozeznanie nawet fachowcom. W tej sytuacji wprowadzenie mikroprocesorów do sprzętu analogowego, a są one już stosowane nie tylko we wszystkich magnetowidach i dyskofonach CD, ale również w magnetofonach, tunerach, telewizorach, a nawet wzmacniaczach i korektorach akustycznych — nie zostało podyktowane wyłącznie modą, lecz było uzasadnione względami technicznymi i ekonomicznymi.

Nawet prosty 4-bitowy jednoukładowy mikroprocesor o niewielkiej liczbie wejść i wyjść może zastąpić kilkanaście cyfrowych układów scalonych zapewniając przy tym dużą elastyczność funkcji, które można modyfikować lub uzupełniać przez proste zmiany zawartości pamięci programu. Jeżeli uwzględni się przy tym, że cena mikroprocesora przy masowej produkcji może być kilkakrotnie niższa niż cena eliminowanych układów, to nie ulega wątpliwości, że jest to rozwiązanie dość atrakcyjne. Warto przy tym zauważyć, że niewiarygodna wręcz uniwersalność mikroprocesorów umożliwia wykorzystanie ich

zalet zarówno w tanim, popularnym sprzęcie, jak i w skomplikowanych urządzeniach najwyższej klasy. W tym pierwszym przypadku stosuje się tanie, 4-bitowe mikroprocesory do realizacji konwencjonalnego układu sterowania mając na względzie przede wszystkim zmniejszenie kosztów materiałowych i robocizny. W drugim przypadku stosuje się mikroprocesory o większej mocy obliczeniowej, najczęściej 8-bitowe (często zdarza się, że jedno urządzenie jest wyposażone w dwa, a nawet w trzy takie same lub różne mikroprocesory!), przy czym podstawowym celem stosowania mikroprocesora jest poprawienie parametrów, komfortu obsługi oraz wyposażenie danego urządzenia w wyszukane funkcje dodatkowe, niespotykane do

tej pory w sprzęcie powszechnego użytku (a często nawet w sprzęcie profesjonalnym) z powodu nie dających się zaakceptować kosztów i stopnia komplikacji.

LITERATURA

1. Kobus A., Szyller J.: *Mikroprocesory*. Wiedza Powszechna, Warszawa 1984.
2. Mielcarek J., Wojna W.: Mikroprocesor w radioodbiorniku i magnetofonie. *Audio-Video*, 1985, nr 2, s. 4-6.
3. Sacha K., Rydzewski A.: *Mikroprocesor w pytaniach i odpowiedziach*. WNT, Warszawa 1985.
4. Urbański B.: *Magnetofon w pytaniach i odpowiedziach*. WNT, Warszawa 1985.

Andrzej M. Sosnowski

6. Programator systemu audiowizualnego

Programator systemu audiowizualnego (programator zegarowy) — realizuje w czasie zadany przez użytkownika program działania współpracującego z nim zestawu radiotelewizyjnego, tzn. w ustalonym czasie włącza/wyłącza określone programem elementy zestawu oraz dokonuje (niekiedy) niezbędnych połączeń funkcjonalnych między współpracującymi ze sobą elementami. Ponadto programator wskazuje czas rzeczywisty, datę i dzień tygodnia, spełnia funkcję budzika, a nawet w niektórych bardziej rozbudowanych systemach jest przystosowany do sterowania innych urządzeń gospodarstwa domowego, np.: uruchamia system zabezpieczenia mieszkania, włącza oświetlenie. Programator rozszerza funkcje użytkowe i optymalizuje warunki eksploatacji sprzętu w sposób do niedawna nieosiągalny. W zestawach hi-fi programator (najczęściej) stanowi wydzielony segment skoordynowany funkcjonalnie i wzorniczo z pozostałymi członami zestawu.

Krótką historia

Pierwsze programatory w elektronicznym sprzęcie powszechnego użytku zaczęły pojawiać się na początku lat siedemdziesiątych w następstwie rozwoju technologii produkcji cyfrowych układów scalonych. Były to proste układy zegarowe wbudowane do odbiornika radiofonicznego lub telewizyjnego, wyświetlające informacje o czasie rzeczy-

wistym na wskaźnikach fluoro- lub elektroluminescencyjnych i realizujące funkcje alarmu za pomocą sygnału akustycznego lub przez włączenie odbiornika w zaprogramowanym czasie, przy czym odbiornik musiał być wstępnie ustawiony przez użytkownika do odbioru konkretnego programu. Wykorzystanie tego rodzaju programatorów było i jest do dzisiaj bardzo ograniczone, ponieważ umożliwiają realizację tylko jednego polecenia w maksymalnym czasie 24 h.

W połowie lat siedemdziesiątych następuje istotny skok jakościowy. Na rynku pojawiają się wyspecjalizowane programatory zegarowe o organizacji mikroprocesorowej, co w decydujący sposób zwiększa ich możliwości, a więc i obszar stosowania.

Oprócz wskazywania czasu i daty oraz alarmu umożliwiają one zaprogramowanie kilkunastu momentów w ciągu co najmniej jednego tygodnia oraz mają kilka niezależnych wyjść sterujących. Ponadto istnieje możliwość sprawdzenia zapisanego programu, jego modyfikacji lub usunięcia nieaktualnych poleceń. Program działania tych układów jest tzw. „programem sztywnym”, czyli zdeterminowanym przez producenta w czasie produkcji. Jednak jego funkcje są na tyle elastyczne, że układy te są powszechnie stosowane w tańszych zestawach. Reprezentantami tej grupy programatorów są układy z serii TMS 11XX produkcji Texas Instruments.

Zupełnie nowy etap rozwoju programatorów nastąpił w drugiej połowie lat siedemdziesiątych z chwilą opanowania technologii produkcji mikrokomputerów jednoukładowych (ang. single-chip microcomputers) zawierających w jednym układzie scalonym jednostkę centralną, pamięć programu i danych oraz układy we-wy. Elastyczność programu działania tych układów oraz możliwość dostosowania go do konkretnych wymagań eksploatacyjnych sprawiły, że potencjalne możliwości nowoczesnych programatorów są na ogół znacznie większe niż zakres ich wykorzystania. W

rozwiązaniach praktycznych najczęściej są stosowane mikrokomputery jednomodułowe z rodziny 8048 (Intel); Z8 (Zilog) oraz 6801 (Motorola).

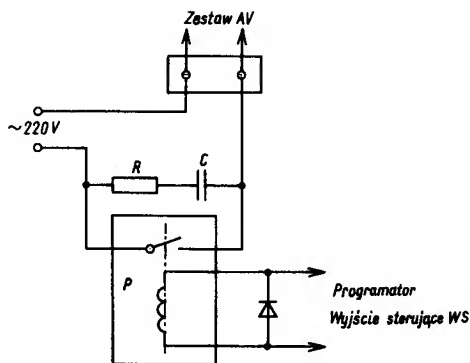
Charakterystyka techniczna typowych programatorów

Uproszczony schemat blokowy najpopularniejszego programatora zegarowego z tzw. „programem sztywnym”, czyli z układem TMS 11XX pokazano na rys. 1. Jest to 4-bitowy mikrokomputer, w którego pamięci ROM w czasie procesu technologicznego umieszczono odpowiedni algorytm działania. Zasadnicze funkcje realizowane przez układ to:

- wskazywanie czasu rzeczywistego (godziny, minuty);
- wskazywanie dnia tygodnia;
- włączanie w zaprogramowanych momentach sygnału alarmu;
- włączanie bądź wyłączanie czterech wyjść sterujących w zaprogramowanych momentach.

Użytkownik może wprowadzić do pamięci programatora, za pomocą 21-stykowej kalwiatry kontaktowej, 20 rozkazów w czasie jednego tygodnia. Wyświetlacz (ang. *display*), w skład którego wchodzi wskaźnik godzin i minut, zawiera dodatkowe elementy sygnalizacyjne informujące z jednej strony o aktualnym stanie pracy programatora, z drugiej ułatwiające wpisywanie programu i jego kontrolę.

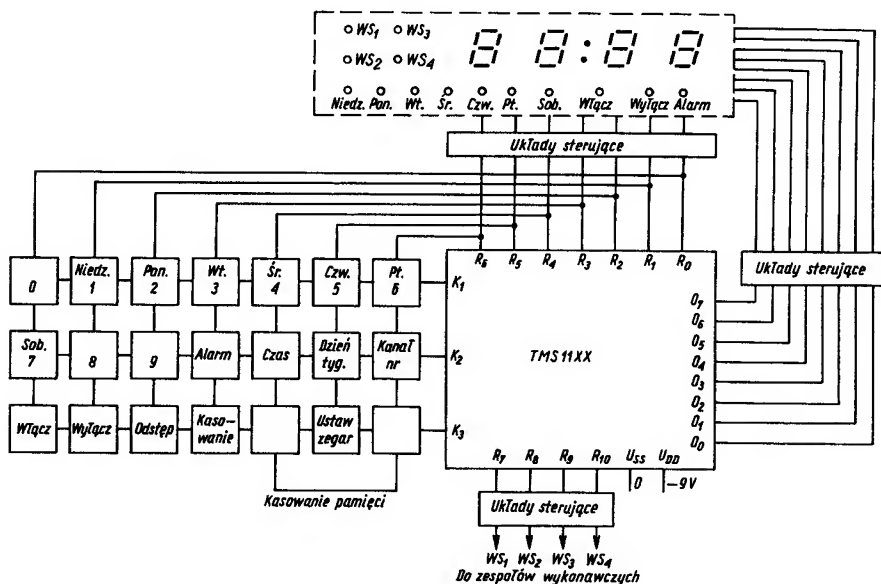
Ustalony w czasie produkcji algorytm działania programatora umożliwia nie tylko ustawienie aktualnego czasu i daty oraz stanu wyjść sterujących w funkcji czasu, ale pozwala sterować wyjściami wykorzystując takie pojęcia jak „odstęp czasu” i



2. Schemat zespółu wykonawczego

„przerwa”. Maksymalny zaprogramowany odstęp czasu może wynosić 23 h 59 min, natomiast przerwa jest równa 1 h. Rozszerza to znacznie możliwości eksploatacyjne. Ponadto użytkownik może w każdej chwili sprawdzić treść wpisanych poleceń i dokonać niezbędnych poprawek. Może to uczynić w odniesieniu do zawartości całej pamięci, określonego kanału lub dnia tygodnia. Operacja kasowania danych wymaga jednoczesnego użycia dwóch przycisków. Ma to na celu wyeliminowanie możliwości przypadkowego usunięcia polecenia z pamięci programatora. Dwa błędy najczęściej popełniane przez operatora sygnalizowane automatycznie są następujące:

- zaprogramowanie odstępu czasu przekraczającego 23 h 59 min; na wyświetlaczu pojawia się cyfra 9999;



1. Uproszczony schemat blokowy programatora typu TMS 11XX firmy Texas Instruments

— przekroczenie pojemności pamięci danych; na wyświetlaczu pojawia się cyfra 8888.

Wyjścia sterujące, których w układzie TMS 11XX jest cztery, z reguły nie realizują bezpośrednio zadanych funkcji, a jedynie sterują odpowiednimi elementami wykonawczymi, najczęściej przekaźnikami, przez których styki jest doprowadzane napięcie zasilające segmenty zestawu audiowizualnego. Przykład takiego rozwiązania pokazano na rys. 2. Zakres stosowania omówionego układu jest jednoznacznie określony jego możliwościami technicznymi, które sprowadzają się do włączania/wyłączania poszczególnych wyjść w funkcji zadanego czasu. Nie zawsze to jednak wystarczy. W przypadku rozbudowanego zestawu audiowizualnego składającego się z przedwzmacniacza, korektora charakterystyki, wzmacniacza mocy, gramofonu, tunera, magnetofonu, odbiornika telewizyjnego i magnetowidu, oprócz włączania poszczególnych segmentów zestawu, niezbędna jest możliwość zaprogramowania włączenia określonego kanału, jego zmiany, wyboru rodzaju pracy (zapis-odczyt) magnetofonu czy magnetowidu itp. Ponadto tak rozbudowany zestaw audiowizualny z reguły jest wyposażony w system zdalnego sterowania wykorzystujący promieniowanie podczerwone. Nakłada to dodatkowe wymaganie, aby sposób działania programatora był zgodny z systemem zdalnego sterowania. Spełnienie tych wszystkich funkcji w sposób technicznie elegancki jest możliwe jedynie przez system mikroprocesorowy. Najlepiej do tego celu nadają się mikrokomputery jednoukładowe. Są to układy dość tanie, niezawodne, o dużej elastyczności wykorzystania, przy czym ich potencjalne możliwości wykonawcze znacznie przekraczają aktualne potrzeby tego typu programatorów.

Na rysunku 3 pokazano płytę czołową nowoczesnego programatora realizującego wszystkie uprzednio wymienione funkcje użytkowe programowo, tzn. przez wpisanie odpowiedniego programu działania do pamięci układu mikroprocesorowego. Prezentowany układ spełnia następujące funkcje:

- wskazuje czas — godziny, minuty w systemie 24-godzinny;
- wskazuje datę, tzn. miesiąc, dzień miesiąca, dzień tygodnia;
- umożliwia wpisanie do 35 rozkazów z 30-dniowym wyprzedzeniem;
- wykonuje rozkazy: włącz/wyłącz, ustaw kanał nr, zmień rodzaj pracy urządzenia itp. w odniesieniu do zestawu audiowizualnego;

— wykonuje rozkazy typu włącz/wyłącz w odniesieniu do siedmiu niezależnych urządzeń gospodarstwa domowego, np.: oświetlenie obiektu, system alarmowy, ogrzewanie itp.;

— włącza sygnał akustyczny w zaprogramowanym momencie.

Ponadto w każdej chwili użytkownik może sprawdzić zawartość pamięci oraz skorygować lub anulować wpisane polecenie. Należy podkreślić, że ze względu na dość dużą liczbę poleceń, jakie można wprowadzić do pamięci programatora, w urządzeniu zastosowano dwa sposoby sprawdzania listy rozkazów. Pierwszy z nich polega na sprawdzaniu pamięci punkt po punkcie, drugi — sprawdzaniu jedynie określonego dnia miesiąca.

Wszystkie czynności, jakie musi wykonać użytkownik w czasie obsługi programatora, ograniczają się do przyciśnięcia w odpowiedniej kolejności właściwych przycisków. Wskaźniki optyczne umieszczone na płycie czołowej wyświetlają czas rzeczywisty oraz dostarczają niezbędnych informacji w czasie procesu programowania i kontroli pracy. Ze względu na funkcje, jakie spełniają te elementy, można wyróżnić wskaźniki: czasu, dni, funkcji i poleceń. Podobnie można pogrupować przyciski.

Znaczenie haseł umieszczonych na przyciskach:

Grupa „polecenia”

VIDEO PLAY — odtwarzanie z magnetowidu;

PLAY — odtwarzanie z magnetofonu;

RADIO — sterowanie radia;

RECORD — przegrywanie z radia na magnetofon;

TV — sterowanie odbiornika telewizyjnego;

AUX — sterowanie urządzeń dodatkowych;

VIDEO REC — przegrywanie z odbiornika telewizyjnego na magnetowid;

ALARM — włączenie sygnału akustycznego.

Grupa „funkcje”

STOP TIME — zatrzymanie zegara i ustawianie czasu;

CLEAR — kasowanie pamięci;

RESET ALARM — ręczne wyłączanie sygnału akustycznego;

TIME — włączenie zegara;

PROGRAM — programowanie momentów czasowych;

CALL MEMORY — sprawdzanie pamięci;

NEXT — „następny”, przycisk pomocniczy.

STOP TIME	CALL MEM		PROG	STOP TIME	TIME	VIDEO PLAY	PLAY	RADIO	RECORD	TV	AUX	VIDEO REC	ALARM
CLEAR	RADIO	RECORD	PLAY	CHANNEL		1	2	3	4	5	NEXT	TIME	OFF
RESET ALARM	TV	VIDEO REC	VIDEO PLAY	06.18.10:00.		6	7	8	9	0	PROG	CALL MEMORY	ON
	ALARM	AUX		MONTH DAY HOUR MINUTE									
	ON	OFF		MON TUE WED THU FRI SAT SUN									

3. Płyta czołowa programatora mikroprocesorowego

Grupa „rozkazy”

ON — włącz;

OFF — wyłącz.

Wyjścia sterujące są zlokalizowane na płycie tylnej programatora. W tym konkretnym rozwiązaniu jest ich 9. Do dwu z nich są przyłączone zestawy „RADIO i TV”, pozostałe siedem steruje urządzeniami gospodarstwa domowego przez odpowiednie układy pośredniczące (patrz rys. 2).

Należy dodać, że omawiany układ jest również programowo chroniony przed pewnymi błędami, jakie może popełnić użytkownik w czasie eksploatacji. Kolejność wprowadzania danych jest ściśle określona i jakiegokolwiek odstępstwo od niej nie jest akceptowane przez programator. Oprócz tego dane muszą być realne. Nie można wprowadzić do pamięci np. 35 dnia lub 14 miesiąca.

Ocena właściwości użytkowych

Niewątpliwie moduł programatora nie jest niezbędny do eksploatacji zintegrowanego zestawu audiowizualnego. Rozszerza on jedynie zakres funkcji użytkowych zestawu i czyni warunki jego obsługi bardziej komfortowymi. Z tego powodu

trudno jednoznacznie ocenić jego właściwości użytkowe. Dla tzw. „przeciętnego użytkownika” będą one miały raczej znaczenie drugorzędne, ponieważ, dla niego, programator to jedynie wskaźnik czasu rzeczywistego i alarmu. Z kolei zupełnie inaczej ocenią jego przydatność osoby, które z różnych powodów systematycznie śledzą programy radiowo-telewizyjne, np.: melomani, krytycy, publicyści, działacze społeczni itp. Dla tej grupy osób możliwość zarejestrowania audycji bez osobistego udziału zainteresowanego, a następnie możliwość jej odtworzenia w dowolnym czasie może mieć znaczenie niezmiernie istotne ze względu na ich potrzeby. Ponadto niewątpliwie zapotrzebowanie na programatory będzie systematycznie zwiększało się w miarę wzrostu liczby i czasu nadawania programów satelitarnych.

LITERATURA

1. *Microcontroller Handbook*. Intel Corporation, 1985.
2. Misiurewicz P.: *Systemy mikrokomputerowe*. Wydawnictwa Szkolne i Pedagogiczne, Warszawa 1982.
3. *Universal Timer Date Manual*. Texas Instruments, 1984.

Skorowidz

Adapter laserowy 39

Bit najbardziej znaczący MSB 21, 51

– najmniej znaczący LSB 21, 51

– połączeniowy 37

błąd przypadkowy 42

– seryjny 42

Charakterystyka częstotliwościowa zapis-odczyt 54

ciąg kodowy 35, 36

– „sterowania i wyświetlania” 38

cyfryzacja dźwięku 15

częstotliwość próbkowania 16

Deck 45

dekoder 25

– systematyczny kodu cyklicznego 26

dekodowanie detekcyjne 25

– korekcyjne 26

– większościowe 26

dekorelacja błędów 29

detekcja błędów 22

dysk-matka 46

dyskofon CD 33

dyskowid 33

Edytor cyfrowy 46

Filtr dolnoprzepustowy 42

fonodysk 34

Gramofon cyfrowy 33

Informacja kontrolna 23

– nadmiarowa 23

Kod BCH 26, 51

– beznadmiarowy 23

– blokowy 23

– CIRC 30

– cykliczny 24

– – skrócony 27

– dwójkowy 17

– – naturalny 19

kod dwójkowy symetryczny 19

– dwufazowy 30

– Fire'a 27

– Golaya 27

– Hagelbargera 28

– HDM-1 30

– kanałowy 36

– korekcji błędów 36

– liniowy 23

– – Reeda-Solomona 36

– MANCHESTER I 30

– nadmiarowy 23

– NRZ 30

– protekcyjny 23

– pseudocykliczny 27

– rekurencyjny 27

– splotowy 27

– systematyczny 24

– 3PM 30

– z modulacją częstotliwości impulsów 30

– „znak + modul” 19

koder 18

– systematyczny kodu cyklicznego 25

– wagowy 19

kodowanie kanałowe 30

– – EFM 36

– kaskadowe 30

– korekcyjne CIRC 36

– próbek 36

– sygnału 17

– – fonicznego 35

komparatorowanie 21

– natychmiastowe 21

– quasi-natychmiastowe 21

kontrola parzystości 23

korekcja błędów 23

– – seryjnych 27

kwantowanie sygnału 17

Macierz dekorelacji 29

magnetofon cyfrowy 45

– – o zapisie bezpośrednim 49

– – – pośrednim 47

– – z głowicami wirującymi 47

– ze sterowaniem mikroprocesorowym 53

maskowanie błędów 22

mikrokomputer jednoukładowy 57

mikser 46

- modulacja EFM 36
 - 8/14 36
- multipleksowanie sygnałów stereofonicznych 35
- Nadmiar kodowy 23
- Odczytywacz laserowy 45
- odległość Hamminga 23
 - minimalna kodu 23
- okres próbkowania 16
- Procesor sygnału fonicznego 45
- programator systemu audiowizualnego 57
 - zegarowy 58
- próbkowanie sygnału 15
- przedział kwantowania 17
 - próbkowania 16
- przepływność binarna 36
- przesunięcie cykliczne 25
- Ramka satelitarnego sygnału radiofonicznego 51
 - sygnału cyfrowego 38
- regulacja skosu głowicy 55
- rozpraszanie sygnałów 29
- Satelitarny cyfrowy odbiornik radiofoniczny 49
 - – – , parametry 52
- stopa elementowa błędu 22, 51
- sygnał cyfrowy 34
 - identyfikacji 37
 - skwantowany 17
 - zakodowany 18
- system wielokrotny z podziałem czasu 32
 - – – – częstotliwości 32
- szum kwantowania 20
- Układ korekcyjny CIRC 42
- Widmo próbek powtarzane 17
- wielomian generujący kodu cyklicznego 25
- wyświetlacz 58
- Zniekształcenie nieliniowe 35